МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 714

П. А. ПОПОВ

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1969

6Ф2.12
П 58

УДК 621 375 24 13

Попов П. А.

П 58 Обратная связь в транзисторных усилителях. М., «Энергия», 1969

64 стр с илл (Массовая радиобиблиотека Вып 714)

Рассмотрены основы теории обратной связи в усилителях электрических сигналов и влияние обратной связи на основные параметры усилителя Приведены выводы формул стабильных коэффициентов передачи наиболее распространенных транзисторных схем с обратной связью Изложен метод образования схемы многоблочного усилителя, основанный на соединении блоков по принципу согласованности сигналов стабильных коэффициентов передачи Даны примеры расчета.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей

3-4-5

360-68 **6Ф2.12**

Попов Петр Александрович

Обратная связь в транзисторных усилителях

Редактор *Г В Питерский*

Техн редактор *Г Г Абрамова*

Обложка художника *А М Кувшинникова*

Корректор *В. С Антипова*

Сдано в набор 3/II 1969 г Подписано к печати 11/VIII 1969 г Т-10862

Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2

Усл. печ л 3,36 Уч. изд. л. 4,24

Тираж 50 000 экз. Цена 17 коп Зак. 2044

Издательство „Энергия" Москва, Ж 114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР Шлюзовая наб, 10

Отпечатано в Московской типографии № 19 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР Зак 799 наб Мориса Тореза, 34

ПРЕДИСЛОВИЕ

При значительном разбросе параметров существующих транзисторов единственный способ достижения характеристик и параметров транзисторного усилителя, хорошо совпадающих с расчетными (а следовательно, и повторяющихся при серийном производстве), — это введение в схему усилителя глубокой отрицательной обратной связи (ООС) Поэтому современный транзисторный усилитель, каково бы ни было его назначение, обязательно содержит одну или несколько цепей ООС

Однако для успешной реализации возможностей, открываемых отрицательной обратной связью, необходимо хорошо представлять свойства различных видов ООС, ее влияние на параметры усилителя, уметь определять глубину ООС в любой заданной схеме усилителя Рассмотрению этих вопросов посвящена основная часть брошюры Рассмотрены также следующие важные с точки зрения расчетной практики вопросы, которые до последнего времени не нашли широкого отражения в литературе транзистор как трехполюсник, четыре вида коэффициентов передачи и их размерности; переход от схемы усилителя с обратной связью к схеме усилительного элемента, определение глубины обратной связи в конкретных схемах транзисторных усилителей, входное и выходное сопротивление «усилителя с выключенной обратной связью», составление многоблочной схемы усилителя по принципу согласованности сигналов стабильных коэффициентов передачи отдельных блоков

Изложенная методика особенно удобна в тех случаях, когда требуется определить глубину ООС (не ограничиваясь вычислением коэффициента передачи усилителя с цепью ООС), а также для прикидочных расчетов при выборе блок схемы усилителя и сравнении различных вариантов Наконец, более наглядные и «прозрачные» формулы по сравнению с полученными матричным методом или методом четырехполюсников удобны при экспериментальной отработке макетов рассчитанных усилителей

ГЛАВА ПЕРВАЯ
ТРАНЗИСТОР КАК ТРЕХПОЛЮСНИК

1. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРА

Один из способов расчета транзисторных усилителей по переменному току заключается в том, что транзистор заменяют эквивалентной электрической схемой, после чего оказывается возможным применить к полученной схеме любой метод расчета линейных электрических цепей.

Наибольшее распространение получила эквивалентная схема транзистора, изображенная на рис. 1. Здесь сопротивления $r_э$ и $r''_б$ отражают сопротивление эмиттерного *p-n* перехода реального транзистора при прямом смещении.

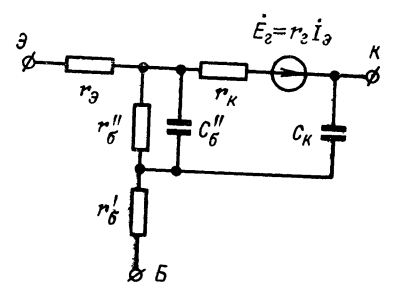


Рис. 1. Эквивалентная схема транзистора, учитывающая емкости переходов.

Сопротивление $r'_б$ отражает то сопротивление, которое оказывает базовый объем полупроводника прохождению тока базы

Сопротивление $r_к$ отражает сопротивление коллекторного *n-p* перехода при обратном смещении. Емкость $C''_б$, шунтирующая сопротивление $r''_б$, отражает собственную и диффузионную емкости эмиттерного перехода при прямом смещении, а емкость $C_к$ — аналогичные емкости коллекторного перехода при обратном смещении. Типичные значения этих параметров эквивалентной схемы для транзистора типа МП40 при токе эмиттера $I_э = 1$ *ма* и напряжении $U_{к\,б} = -5$ *в* составляют: $r_э = 13$ *ом*; $r'_б = 220$ *ом*; $r''_б = 380$ *ом*; $r_к = 300$ *ком*; $C''_б = 12\,000$ *пф*; $C_к = 60$ *пф*.

Если бы схема состояла только из этих пассивных элементов, то эмиттерный ток в эквивалентной схеме нагруженного транзистора почти полностью замыкался бы через базовую ветвь и только малая его часть ответвлялась бы в ветвь коллектора.

В реальном транзисторном каскаде все обстоит наоборот: основная часть эмиттерного тока поступает в цепь коллектора и только малая часть — в цепь базы.

Чтобы получить в эквивалентной схеме каскада такое же распределение эмиттерного тока, в рассматриваемую эквивалентную схему транзистора введен источник э. д с. Источник включен в

коллекторную ветвь и служит для увеличения тока в этой ветви и в сопротивлении нагрузки.

Ток в коллекторной ветви будет при наличии источника пропорционален его э. д. с. Но коллекторный ток реального транзистора пропорционален току эмиттера. Чтобы обеспечить эту пропорциональность в эквивалентной схеме, считают, что э. д. с. источника зависит от тока эмиттера (пропорциональна величине последнего). Коэффициент пропорциональности между напряжением и током имеет размерность сопротивления и обозначается в данном случае символом $r_г$.

Поскольку величина э д. с. $E_г$ генератора в эквивалентной схеме транзистора зависит от тока эмиттера (управляется этим током), источник э. д. с. $E_г$ называется *зависимым источником* э. д. с.

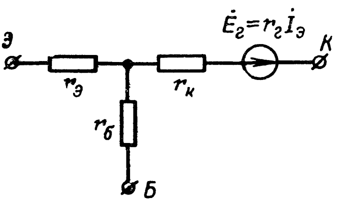


Рис. 2. Т-образная эквивалентная схема транзистора с зависимым источником э. д. с.

Величина $r_г$ выбирается с таким расчетом, чтобы распределение тока в ветвях эквивалентной схемы нагруженного транзистора было таким же, как и в реальной схеме В частности, для транзистора типа МП40 в упомянутом ранее режиме при $r_к=300$ *ком* величина $r_г$ составляет 289,7 *ком.* Заметим, что при заданном сопротивлении $r_к$ округление величины $r_г$ ни в коем случае *не допустимо.* Дело в том, что в знаменатель многих расчетных формул входит разность $(r_к-r_г)$, в то время как в числитель — одна из этих двух близких друг к другу величин.

Необходимость задания величин $r_к$ и $r_г$ с четырьмя значащими цифрами — существенный недостаток рассматриваемой эквивалентной схемы

Ток коллектора по своей физической природе является продолжением тока эмиттера Поэтому если в некоторый момент времени ток эмиттера (переменная составляющая) входит в транзистор, то коллекторный ток должен выходить из него. Именно с учетом этого обстоятельства выбирают направление э. д с $E_г$ в эквивалентной схеме транзистора. Электродвижущая сила направлена так, чтобы создаваемый ею ток коллекторной ветви был продолжением эмиттерного тока.

На средних частотах рабочего диапазона усилителя емкости $C''_б$ и $C_к$ имеют достаточно большое сопротивление по сравнению с сопротивлением тех участков эквивалентной схемы, параллельно которым они включены. Поэтому при расчете на средних частотах можно исключить обе емкости из эквивалентной схемы, после чего сопротивления $r'_б$ и $r''_б$ окажутся соединенными последовательно. Заменив их одним эквивалентным

$$r_б=r'_б+r''_б, \qquad (1)$$

получим эквивалентную схему, изображенную на рис. 2 Элементы этой схемы носят следующие названия: $r_э$ — сопротивление эмиттера; $r_б$ — сопротивление базы; $r_к$ — сопротивление коллектора.

2. ДИНАМИЧЕСКИЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ТОКА В СХЕМЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Дополним эквивалентную схему транзистора сопротивлением нагрузки $R_н$, как показано на рис. 3, и составим для нее систему уравнений контурных токов. Контуры выберем с таким расчетом, чтобы по ветви эмиттера проходил только контурный ток $\dot{I}_1$, по ветви коллектора — только контурный ток $\dot{I}_2$:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_1 (r_э + r_б) - \dot{I}_2 r_б; \\ \dot{E}_1 &= -\dot{I}_1 r_б + \dot{I}_2 (r_б + r_к + R_н), \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

но

$$\dot{E}_г = r_г \dot{I}_э = r_г \dot{I}_1.$$

Подставив это значение $\dot{E}_г$ во второе уравнение системы, можем найти отношение тока коллектора к току эмиттера:

$$\frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_э} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{r_б + r_г}{r_б + r_к + R_н}. \qquad (3)$$

При $R_н = 0$ (т. е. в режиме короткого замыкания выходных зажимов по переменной составляющей) отношение токов становится равным:

$$\frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_э} = \frac{r_б + r_г}{r_б + r_к} = \alpha. \qquad (4)$$

Эта величина называется коэффициентом усиления тока транзистором, включенным по схеме с общей базой (ОБ) в режиме короткого замыкания выходных зажимов. Ее принято обозначать буквой α. Термин «с общей базой» означает, что в рассматриваемой схеме (рис. 3) база служит общим электродом транзистора для входной (напряжение $\dot{U}_1$) и выходной (напряжение $\dot{U}_2$) цепи.

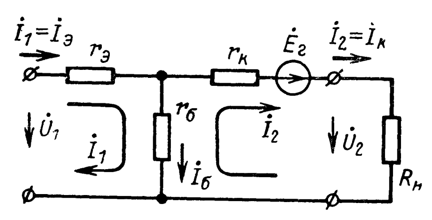


Рис. 3. Эквивалентная схема каскада с общей базой.

Наряду с термином «коэффициент усиления тока» применяют термин «коэффициент передачи тока».

В качестве примера вычислим коэффициент передачи тока в режиме короткого замыкания для транзистора типа МП40, включенного по схеме ОБ Подставляя в формулу (4) значения параметров, приведенные в предыдущем параграфе, находим:

$$\alpha = \frac{r_б + r_г}{r_б + r_к} \approx \frac{600 + 290 \cdot 10^3}{600 + 300 \cdot 10^3} = 0{,}966.$$

При увеличении сопротивления нагрузки $R_н$ коэффициент передачи тока уменьшается в соответствии с формулой (3). Эта фор-

мула сравнительно проста. Однако для большей наглядности и удобства расчета желательно преобразовать ее таким образом, чтобы коэффициент передачи тока α входил в нее в явном виде. С этой целью умножим числитель и знаменатель формулы (3) на выражение $(r_б+r_к)$:

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}=\frac{r_б+r_г}{r_б+r_к}\,\frac{r_б+r_к}{r_б+r_к+R_н}. \qquad (5)$$

Первый сомножитель в правой части равенства представляет собой коэффициент α. Переходя ко второму сомножителю, замечаем, что выражение $(r_б+r_к)$ численно равно величине выходного сопротивления транзистора для схемы ОБ, измеренного при разомкнутых входных зажимах.

Действительно, при обрыве входной цепи на рис. 3 ток эмиттера равен нулю, э. д. с. $E_г$ также равна нулю и сопротивление между выводами коллектора и базы равно $(r_б+r_к)$.

Обозначим выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме ОБ, при разомкнутых входных зажимах (*Э* и *Б*) символом $r_{вых\,б}$:

$$r_{вых.б}=r_б+r_к. \qquad (6)$$

Тогда формулу (5) можно записать следующим образом:

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}=\alpha\frac{r_{вых.б}}{r_{вых.б}+R_н}. \qquad (7)$$

По аналогии с понятием о динамической крутизне и динамическом коэффициенте усиления электронной лампы выражение в правой части формулы (7) назовем *динамическим коэффициентом передачи тока при включении транзистора по схеме ОБ* и обозначим символом $\alpha_д$.

Теперь формула для коэффициента передачи тока транзистором в схеме ОБ при *любой* нагрузке приобретает вид:

$$K_т=\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}=\frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_э}=\alpha_д. \qquad (8)$$

Формула свидетельствует о том, что при $R_н=0$ динамический коэффициент передачи тока $\alpha_д$ равен статическому (α), а при увеличении нагрузки до бесконечно большой величины коэффициент $\alpha_д$ убывает до нуля.

В качестве примера вычислим динамический коэффициент передачи тока транзистором типа МП40 (параметры прежние) при $R_н=10$ *ком.*

По формулам (6) и (7) находим:

$$r_{вых\,б}=r_б+r_к=600+300\cdot 10^3\approx 300\ \text{ком};$$

$$\alpha_д=\alpha\frac{r_{вых.б}}{r_{вых.б}+R_н}=0{,}966\frac{300}{300+10}=0{,}935.$$

Учитывая конфигурацию Т-образной эквивалентной схемы и конструкцию транзистора (наличие трех выводов), транзистор можно рассматривать как узел электрической цепи, в котором сходятся

три ветви. По первому закону Кирхгофа алгебраическая сумма токов, приходящих к узлу, равна нулю. (Токи, направленные к узлу, берутся при суммировании со знаком «плюс», направленные от узла — со знаком «минус». Под направлением тока подразумевается произвольно выбранное положительное направление тока, которое на схеме показывают стрелкой). Приняв показанные на рис. 3 положительные направления токов, на основании первого закона Кирхгофа получим:

$$\dot{I}_э - \dot{I}_к - \dot{I}_б = 0. \quad (9)$$

Но

$$\dot{I}_к = \alpha_д \dot{I}_э \quad (10)$$

[см. формулу (8)].

Подставляя значение $\dot{I}_к$ в уравнение (9), найдем ток базы как разность эмиттерного и коллекторного токов:

$$\dot{I}_б = \dot{I}_э - \dot{I}_к = \dot{I}_э - \alpha_д \dot{I}_э = (1 - \alpha_д)\,\dot{I}_э \quad (11)$$

Очевидно, что ток базы во много раз меньше, чем ток коллектора.

3. ДИНАМИЧЕСКИЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ТОКА В СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

В эквивалентной схеме каскада на рис. 4 общим электродом для входной и выходной цепей служит эмиттер. При переходе к этой схеме включения физические основы работы транзистора не меняются: по-прежнему ток эмиттера распределяется между цепью коллектора и базы. Но теперь, в отличие от схемы ОБ, входным током является ток базы, а выходным — ток коллектора.

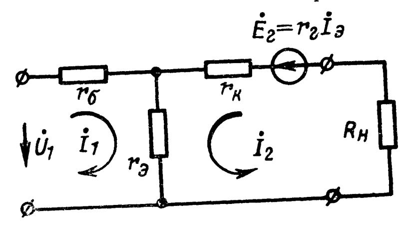


Рис. 4. Эквивалентная схема каскада с общим эмиттером.

Поскольку ток коллектора во много раз превышает ток базы, можно ожидать, что коэффициент передачи тока от базы к коллектору при включении по схеме ОЭ будет значительно больше единицы.

Действительно, разделив почленно равенство (10) на (11), получим:

$$\frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_б} = \frac{\alpha_д \dot{I}_э}{(1 - \alpha_д)\,\dot{I}_э} = \frac{\alpha_д}{1 - \alpha_д}.$$

При $\alpha_д = 0{,}9$ отношение токов равно 9, а при $\alpha_д = 0{,}99$ оно равно 99.

Чтобы вывести основные расчетные формулы для схемы на рис. 4, составим для нее систему уравнений контурных токов.

Контуры выберем таким образом, чтобы в ветви базы проходил только контурный ток $\dot{I}_1$, а в ветви коллектора — только контурный ток $\dot{I}_2$.

Все одноименные величины элементов эквивалентной схемы транзистора на рис. 4 остаются такими же, как и в схеме на рис. 3: параметры Т-образной схемы с зависимым источником э. д. с. не зависят от способа включения транзистора. Электродвижущая сила генератора $E_г$ по-прежнему определяется током эмиттера.

В схеме на рис. 4 этот ток равен сумме токов $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ и в отличие от схемы на рис 3 направлен не внутрь транзистора, а из него. Поскольку положительное направление тока $I_э$ в схеме на рис. 4 изменилось на противоположное по сравнению с рис. 3, положительное направление э. д. с. зависимого генератора $E_г$ в схеме на рис. 4 также следует изменить на противоположное по сравнению с принятым на рис. 3.

Система уравнений контурных токов для схемы ОЭ имеет вид:

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{I}_1 (r_б + r_э) + \dot{I}_2 r_э;\\ \dot{E}_г &= \dot{I}_1 r_э + \dot{I}_2 (r_э + r_к + R_н).\end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

Подставляя во второе уравнение системы значение

$$\dot{E}_г = \dot{I}_э r_г = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)\, r_г,$$

находим:

$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_б} = \frac{r_г - r_э}{r_к + r_э - r_г + R_н}. \qquad (13)$$

Приняв в формуле (13) $R_н=0$, получим коэффициент передачи (усиления) тока транзистором, включенным по схеме ОЭ, в режиме короткого замыкания выходных зажимов. Этот параметр транзистора принято обозначать буквой β:

$$\beta = \frac{r_г - r_э}{r_к + r_э - r_г}. \qquad (14)$$

В частности, для рассматриваемого в предыдущих примерах транзистора по формуле (14) находим:

$$\beta = \frac{289{,}7 \cdot 10^3 - 13}{300 \cdot 10^3 + 13 - 289{,}7 \cdot 10^3} \approx 28.$$

Выражая β и $\alpha/(1-\alpha)$ через параметры Т-образной эквивалентной схемы транзистора, можно убедиться, что с аналитической точки зрения это разные величины. Но практически разница между ними настолько мала, что при инженерных расчетах формулу

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad (15)$$

можно считать достаточно точной

Например, для рассматриваемого транзистора типа МП40 было найдено: $\alpha=0{,}966$. Величина $\alpha/(1-\alpha)$ при расчете с помощью логарифмической линейки получается равной 27,5. Определение β по формуле (14) дало примерно эту же величину.

Формула (13) отчетливо показывает, что при увеличении сопротивления нагрузки $R_н$ коэффициент передачи тока уменьшается. Но в целом формула менее наглядна, чем в случае схемы ОБ, так как усиление по току обнаруживается только после подстановки численных значений всех величин.

Для большей наглядности и удобства расчета целесообразно преобразовать рассматриваемую формулу таким образом, чтобы коэффициент передачи β входил в нее в явном виде.

Для этого умножим числитель и знаменатель правой части формулы (13) на выражение $(r_к + r_э - r_г)$:

$$\frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_б} = \frac{r_г - r_э}{r_к + r_э - r_г} \, \frac{r_к + r_э - r_г}{r_к + r_э - r_г + R_н}. \qquad (16)$$

Первый сомножитель в правой части равенства (16) представляет собой величину β Для выяснения физического смысла второго сомножителя вычислим выходное сопротивление транзистора в схеме ОЭ при разомкнутой входной цепи (рис. 5).

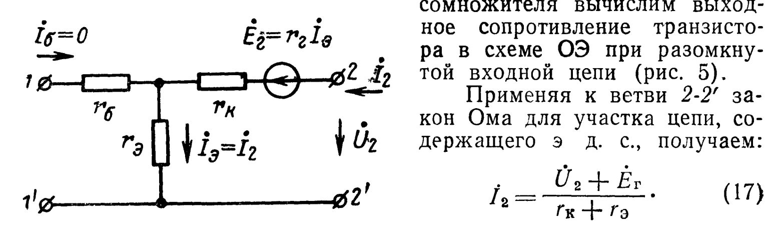


Рис. 5 К определению выходного сопротивления транзистора в схеме ОЭ при разомкнутой входной цепи

Применяя к ветви *2-2'* закон Ома для участка цепи, содержащего э. д. с., получаем:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_2 + \dot{E}_г}{r_к + r_э}. \qquad (17)$$

Но в данном случае цепь базы разомкнута. Поэтому в эмиттерной и коллекторной ветвях проходит одинаковый (один и тот же) ток.

Соответственно $\dot{E}_г = \dot{I}_э r_г = \dot{I}_2 r_г$. Подставляя значение $\dot{E}_г$ в формулу (17), найдем из нее выходное сопротивление транзистора:

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = r_к + r_э - r_г = r_{вых\,э}. \qquad (18)$$

Эту величину обозначим символом $r_{вых\,э}$: выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме ОЭ, при обрыве входной цепи (в режиме холостого хода входных зажимов).

Подставляя в формулу (16) значения входящих в нее величин, получаем:

$$\frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_б} = \beta \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н}. \qquad (19)$$

Выражение в правой части равенства назовем динамическим коэффициентом передачи (усиления) тока транзистором в схеме ОЭ и обозначим символом $\beta_д$:

$$\beta_д = \beta \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н}. \qquad (20)$$

В отличие от статического коэффициента β динамический коэффициент $\beta_д$ представляет собой коэффициент передачи тока транзи-

стором в схеме ОЭ при любом сопротивлении нагрузки:

$$K_т = \frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_б} = \beta_д. \tag{21}$$

Как следует из формулы (20), при $R_н=0$ динамический коэффициент передачи тока равен статическому: $\beta_д=\beta$. По мере увеличения сопротивления нагрузки величина $\beta_д$ убывает, обращаясь в нуль при $R_н=\infty$.

Заметим, что для одного и того же транзистора величины $r_{вых\,б}$ и $r_{вых\,э}$ связаны зависимостью

$$r_{вых.э} \approx \frac{r_{вых.б}}{\beta+1}, \tag{22}$$

т. е. $r_{вых\,э} \ll r_{вых\,б}$.

Поэтому одно и то же сопротивление нагрузки влияет на динамический коэффициент передачи в схеме ОЭ гораздо сильнее, чем в схеме ОБ.

Определение величин $r_{вых\,э}$ и β по известным h-параметрам рассмотрено в § 6.

В заключение вычислим динамический коэффициент передачи тока $\beta_д$ для транзистора типа МП40 в схеме ОЭ при $R_н=10$ *ком*. (Параметры транзистора те же, что и в предыдущих примерах.)

По формулам (18) и (20) находим:

$$r_{вых\,э}=r_к+r_э-r_г=300\cdot 10^3+13-289{,}7\cdot 10^3 \approx$$
$$\approx 10{,}3\ ком;$$

$$\beta_д = \beta\frac{r_{вых\,э}}{r_{вых.э}+R_н} = 28\frac{10{,}3}{10{,}3+10} \approx 14.$$

Пример хорошо отражает влияние сопротивления нагрузки на динамический коэффициент передачи тока.

4. ТРАНЗИСТОР КАК ТРЕХПОЛЮСНИК

Транзистор как элемент электрической цепи является трехполюсником, т. е. имеет три зажима, с помощью которых включается в цепь. Т-образная эквивалентная схема транзистора с зависимым источником э. д. с. также является трехполюсником. Наличие всего трех внешних зажимов позволяет охарактеризовать распределение переменной составляющей тока одного из электродов транзистора между двумя другими электродами с помощью одного-единственного параметра — динамического коэффициента передачи тока.

Действительно, для каскада ОБ (рис. 6,*а*) наличие тока $\dot{I}_э$ в цепи эмиттера приводит к появлению тока $\alpha_д I_э$ в цепи коллектора и $(1-\alpha_д)I_э$ в цепи базы, как показано на рисунке.

Для каскада ОЭ удобно выразить все токи через ток базы $\dot{I}_б$ (входной ток этого каскада). При анализе каскада ОЭ выше было получено:

$$\dot{I}_к = \beta_д \dot{I}_б;$$
$$\dot{I}_э = \dot{I}_б + \dot{I}_к = (1+\beta_д)\dot{I}_б.$$

Распределение токов в каскаде показано на рис. 6,*б*.

Известно, что при расчете электрических цепей (при составлении уравнений цепи) положительные направления напряжений и токов чаще всего выбираются произвольно. Если фактическое направление тока в ветви противоположно принятому за положительное, то величина соответствующего тока в результате расчета будет получена со знаком «минус»

С этой точки зрения рис. 6 имеет важную особенность. Положительные направления токов на всех схемах этого рисунка выбраны не произвольно, а с таким расчетом, чтобы при положительной (фактической) величине входного тока каждого транзистора два других тока в электродах этого транзистора также были положительными. Иными словами, распределение токов, показанное на каждой схеме рис 6 стрелками, соответствует реальной картине распределения токов

Каскад на транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором (ОК), изображен на рис. 6,*в* Здесь ток эмиттера по-прежнему равен сумме токов базы и коллектора. Сопротивление нагрузки включено в цепь эмиттера. Анализ схемы приводит к формуле

$$\frac{\dot{I}_э}{\dot{I}_б} = (\beta + 1)_д, \qquad (23)$$

где

$$(\beta + 1)_д = (\beta + 1)\frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н} \qquad (24)$$

Рис. 6. Распределение токов между электродами транзистора при разных схемах включения.

Иными словами, в качестве первого сомножителя формулы выступает не величина β, а величина (β+1). Параметры β и $r_{вых\,э}$ имеют в этой формуле тот же смысл, что и в формулах для схемы ОЭ.

В эквивалентных схемах усилителей на рис 6 сохранено принятое условное обозначение транзистора Такие схемы, сохраняя наглядность принципиальных схем, позволяют осуществить расчет усилителя, если конструктору известны динамические коэффициенты передачи тока, а также входные сопротивления транзисторов. Такие схемы в литературе называются расчетными эквивалентными схемами.

5. ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ТРАНЗИСТОРА

Для входного контура эквивалентной схемы транзисторного каскада ОБ (рис. 7,*а*) можем написать уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_э r_э + \dot{I}_б r_б = \dot{I}_э r_э + (1 - \alpha_д)\,\dot{I}_э r_б.$$

Разделив правую и левую части уравнения на $\dot{I}_э$, получим:

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_э} = R_{вх.б} = r_э + (1 - \alpha_д)\,r_б. \qquad (25)$$

Формула имеет отчетливый физический смысл: по сопротивлению $r_э$ проходит весь входной ток, и величина этого сопротивле-

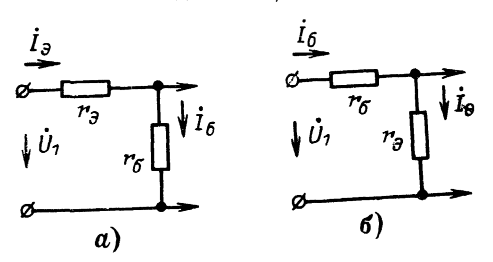


Рис. 7. К определению входного сопротивления транзистора в схеме ОБ (*а*) и в схеме ОЭ (*б*).

ния целиком входит в состав $R_{вх\ б}$ По сопротивлению $r_б$ проходит только часть входного тока, равная $(1-\alpha_д)$ В результате в состав $R_{вх\ б}$ входит только соответствующая часть $r_б$

Для входного контура эквивалентной схемы каскада ОЭ (рис. 7,*б*) имеем:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_б r_б + \dot{I}_э r_э = \dot{I}_б r_б + (1 + \beta_д)\,\dot{I}_б r_э,$$

откуда входное сопротивление

$$R_{вх\ э} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_б} = r_б + (1 + \beta_д)\,r_э. \qquad (26)$$

По сопротивлению $r_э$ проходит в $(1+\beta_д)$ раз больший ток по сравнению с входным током. В результате величина $r_э$ появляется в формуле входного сопротивления увеличенной в $(1+\beta_д)$ раз.

Как известно,

$$\beta + 1 = \frac{1}{1 - \alpha}.$$

Поэтому *при достаточно малых нагрузках* ($\alpha_д \approx \alpha$; $\beta_д \approx \beta$) формулу (26) можно рассматривать как полученную из (25) путем почленного умножения последней на $(\beta+1)$

$$R_{вх\ э} = (\beta+1)\,R_{вх\ б}.$$

Рассмотрим весьма распространенный случай, когда в цепь эмиттера транзистора в схеме ОЭ включается сопротивление $R_э$, не зашунтированное емкостью. Вычислим входное сопротивление такой схемы.

Оперируя с сопротивлением $R_э$ так же, как и с $r_э$ (оба включены в одну и ту же ветвь), для входного контура можно получить уравнение Кирхгофа:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_б r_б + \dot{I}_б (1 + \beta_д)(r_э + R_э),$$

откуда входное сопротивление каскада

$$R_{вх.э} = r_б + r_э(\beta_д + 1) + R_э(\beta_д + 1). \qquad (26а)$$

Наконец, для каскада ОК имеет место соотношение

$$R_{вх.к} = r_б + (r_э + R_н)(\beta + 1)_д.$$

Подчеркиваем, что напряжение на сопротивлении нагрузки в схеме ОК не может превышать величины входного ($\dot{U}_1$) и составляет только определенную часть последнего. (Входное напряжение каскада распределяется между сопротивлением нагрузки и входным сопротивлением транзистора.)

В качестве примера вычислим входные сопротивления усилителей на рис. 6,*а* и *б* при $R_н = 10$ *ком*, используя значения параметров $\alpha_д$ и $\beta_д$, найденные ранее.

$$R_{вх.б} = r_э + r_б(1 - \alpha_д) = 13 + 600(1 - 0{,}935) = 52 \ ом;$$

$$R_{вх.э} = r_б + r_э(\beta_д + 1) = 600 + 13(14 + 1) \approx 795 \ ом.$$

Выходное сопротивление каскада ОЭ $R_{вых.э}$ зависит от параметров транзистора и от внутреннего сопротивления источника усиливаемого сигнала $R_г$ и определяется формулой

$$R_{вых.э} \approx r_{вых.э}\left(1 + \frac{r_б}{r_б + R_г}\right). \qquad (27)$$

Легко видеть, что при изменении сопротивления $R_г$ от нуля до бесконечно большой величины выходное сопротивление каскада изменяется от величины $2r_{вых.э}$ до $r_{вых.э}$.

Поэтому при ориентировочных расчетах допустимо принимать

$$R_{вых.э} = 1{,}5 r_{вых.э}.$$

6. ПРАКТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА

В справочных данных по транзисторам обычно приводят следующие значения параметров:

$h_{21э} = \beta$ — коэффициент усиления тока в схеме ОЭ при $R_н = 0$;
$h_{22б}$ — выходная проводимость в схеме ОБ при разомкнутых входных зажимах;
$C_к$ — емкость коллекторного *p-n* перехода при обратном смещении;
$r'_б$ — объемное сопротивление базы.

Сопротивление $r'_б$ называется также высокочастотным сопротивлением базы, потому что при неограниченном увеличении частоты емкость $C''_б$ в схеме на рис. 1 шунтирует сопротивление $r''_б$, и сопротивление базовой ветви эквивалентной схемы стремится к величине $r'_б$. Вместо величины $r'_б$ иногда указывают величину произведения $r'_б C_к$, знание которой позволяет найти сопротивление $r'_б$ при известной емкости $C_к$.

Располагая этими параметрами, можно вычислить следующие:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}; \tag{28}$$

$$h_{22э} = h_{22б}(\beta + 1); \tag{29}$$

$$r_{вых.б} = \frac{1}{h_{22б}}; \tag{30}$$

$$r_{вых.э} = \frac{1}{h_{22э}}. \tag{31}$$

Остается определить величины $r_э$ и $r''_б$.

Известно, что переменная составляющая тока эмиттера $\dot{I}_э$ создает на эмиттерном *p-n* переходе (при наличии прямого смещения последнего) падение напряжения $\dot{U}_э$. Коэффициент пропорциональности между этим напряжением и током называют диффузионным сопротивлением эмиттерного перехода $r_{э\,д}$:

$$r_{э.д} = \frac{\dot{U}_э}{\dot{I}_э}$$

или

$$\dot{U}_э = r_{э.д}\dot{I}_э. \tag{32}$$

Величина диффузионного сопротивления $r_{э\,д}$ практически не зависит от типа транзистора. Она обусловлена физической природой *p-n* перехода, зависит от температуры перехода, а также от величины постоянной составляющей тока $I_э$, идущего через переход, и может быть вычислена по формуле

$$r_{э.д}\,(ом) = \frac{26\,(ом \cdot ма)}{I_э\,(ма)}. \tag{33}$$

При составлении эквивалентной схемы транзистора, изображенной на рис. 1, считают, что напряжение $\dot{U}_э$ возникает не на одном сопротивлении $r_{э.д}$, а на двух сопротивлениях ($r_э$ и $r''_б$), одно из которых включено в эмиттерную ветвь эквивалентной схемы транзистора и называется сопротивлением эмиттера $r_э$, а другое ($r''_б$) включено в ветвь базы. По сопротивлению $r_э$ проходит ток эмиттера, а по сопротивлению $r''_б$ ток базы. Учитывая это, формулу (32) можно записать следующим образом:

$$\dot{U}_э = \dot{I}_э r_{э.д} = \dot{I}_э r_э + (1 - \alpha)\,\dot{I}_э r''_б,$$

откуда

$$r_{э.д} = r_э + r''_б(1 - \alpha). \tag{34}$$

Считают, что сопротивление эмиттера $r_э$ составляет половину диффузионного сопротивления эмиттера $r_{э\,д}$

$$r_э = 0{,}5 r_{э\,д}$$

С учетом (33) это предпо чожение дает

$$r_э\,(ом) = \frac{13\,(ом\ \ ма)}{I_э\,(ма)}, \qquad (35)$$

где $I_э$ — ток эмиттера в выбранной рабочей точке (в миллиамперах)

Из (34) находим

$$r''_б = r_э(\beta + 1) \qquad (36)$$

Понятие о выходной проводимости транзистора h_{22} позволяет упростить формулы динамических коэффициентов передачи тока

Действительно, подставляя значение параметра

$$r_{вых\,б} = \frac{1}{h_{22б}}$$

в формулу (7) для определения $\alpha_д$, получим

$$\alpha_д = \alpha \frac{1}{1 + h_{22б} R_н}. \qquad (37)$$

Аналогично для схемы ОЭ можно найти·

$$\beta_д = \beta \frac{1}{1 + h_{22э} R_н}. \qquad (38)$$

Пример 1 Определить параметры $r_э$, $r_б$, $h_{22э}$ и $r_{вых\,э}$ транзистора типа МП40 для режима $U_{к\,э} = -5$ *в*, $I_э = 1$ *ма*, если в справочнике для этого же режима указаны параметры $\beta = 20 - 40$, $h_{22б} = 3\,3$ *мкмо* и $r'_б = 220$ *ом*

Решение В качестве расчетного значения коэффициента передачи (усиления) тока β здесь и в дальнейшем будем принимать среднее геометрическое минимального и максимального значений, указываемых в справочнике

По формулам (29), (31) (35) и (36), приняв $\beta = \sqrt{20\ 40} = 28$, найдем:

$$h_{22э} = h_{22б}(\beta + 1) = 3\,3(28 + 1) \approx 100\ мксим,$$

$$r_{вых\,э} = 1/h_{22э} = 1/100\ \ 10^{-6} = 10\ ком,$$

$$r_э = \frac{13}{I_э} = \frac{13}{1} = 13\ ом,$$

$$r''_б = r_э(\beta + 1) = 13(28 + 1) \approx 380\ ом$$

По формуле (1)

$$r_б = r'_б + r''_б = 220 + 380 = 600\ ом$$

Пример 2 Для того же транзистора найти динамический коэффициент передачи тока и входное сопротивление в схеме ОЭ при $R_н = 1$ *ком*

Решение По формуле (38)

$$\beta_{д} = \frac{\beta}{1 + h_{22э}R_{н}} = \frac{28}{1 + 0{,}1\ 10^{-3}\ 10^{3}} \approx 25$$

По формуле (26)

$$R_{вх\ э} = r_{б} + (\beta_{д} + 1)r_{э} = 600 + (25 + 1)13 \approx 940\ ом$$

7 ПРИМЕР РАСЧЕТА

Применим понятие о динамических коэффициентах передачи тока к расчету коэффициента передачи напряжения двухкаскадного усилителя на транзисторах типа МП40, включенных по схеме ОЭ (рис 8), если $R_{к1} = R_{к2} = 10$ *ком*, $R_{б1} = R_{б2} = 0{,}6$ *Мом*, а сопротивление $R_{к2}$ служит сопротивлением нагрузки усилителя

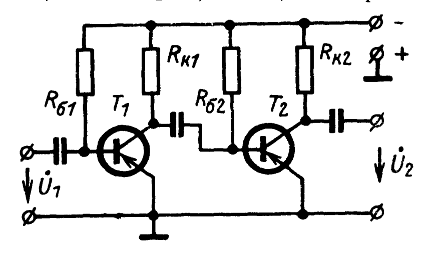


Рис 8 Схема усилителя к примеру расчета

Для решения задачи составляем показанную на рис 9 эквивалентную схему усилителя по переменному току для **средних частот** звукового диапазона Сопротивления $R_{б1}$ и $R_{б2}$ на схеме отсутствуют, так как их шунтирующим действием по отношению к входным сопротивлениям транзисторов можно пренебречь

Положительные направления входного и выходного тока каждого транзистора выбираем в соответствии с рис 6 *б*

Рассматривая эквивалентную схему, устанавливаем следующие зависимости между напряжениями и токами в ней

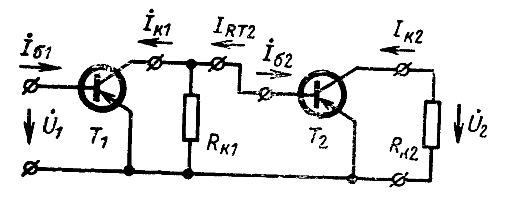


Рис 9 Эквивалентная схема усилителя к примеру расчета

Ток базы первого транзистора $I_{б1}$ возникает под действием входного напряжения $\dot{U}_1$:

$$I_{б1} = \frac{\dot{U}_1}{R_{т1}}, \tag{39}$$

где $R_{т1}$ — входное сопротивление первого транзистора

Ток коллектора первого транзистора $\dot{I}_{к1}$ равен току базы, умноженному на динамический коэффициент передачи тока:

$$\dot{I}_{к1} = \beta_{1д}\dot{I}_{б1}. \qquad (40)$$

Этот ток разветвляется между сопротивлением $R_{к1}$ и входным сопротивлением второго транзистора $R_{т2}$, обратно пропорционально значениям этих сопротивлений.

Ток в сопротивлении $R_{т2}$ (входной ток второго транзистора) получается равным:

$$\dot{I}_{Rт2} = \frac{R_{к1}}{R_{к1} + R_{т2}} \dot{I}_{к1}. \qquad (41)$$

(Наличием сопротивления $R_{б2}$ в эквивалентной схеме можно пренебречь, так как $R_{б2} \gg R_{к1} \gg R_{т2}$, и шунтирующее действие его незначительно. При сравнительно малой величине $R_{б2}$ в формулу следовало бы вместо $R_{к1}$ подставить значение сопротивления, эквивалентного $R_{к1}$ и $R_{б2}$, соединенным параллельно.).

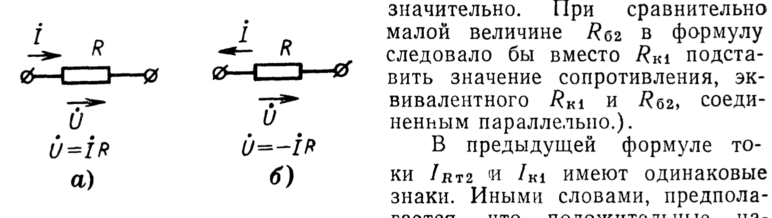


Рис. 10. К выбору знака в формуле закона Ома.

В предыдущей формуле токи $\dot{I}_{Rт2}$ и $\dot{I}_{к1}$ имеют одинаковые знаки. Иными словами, предполагается, что положительные направления обоих токов совпадают, т. е. оба тока направлены к транзистору T_1. В то же время положительное направление тока базы второго транзистора по эквивалентной схеме противоположно положительному направлению тока $\dot{I}_{Rт2}$ Это обстоятельство можно отразить с помощью уравнения:

$$\dot{I}_{б2} = -\dot{I}_{Rт2} = (-1)\,\dot{I}_{Rт2}. \qquad (42)$$

Наконец, ток коллектора второго транзистора определяется формулой

$$\dot{I}_{к2} = \beta_{2д}\dot{I}_{б2}, \qquad (43)$$

а напряжение на нагрузке — формулой

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_{к2}R_{к2}. \qquad (44)$$

Объясним появление знака «минус» в последней формуле. Записывая закон Ома для участка цепи с сопротивлением R в виде формулы

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R},$$

считают, что положительное направление тока совпадает с положительным направлением напряжения на участке, как показано на рис. 10,*а*.

(На этом рисунке стрелка $\dot{U}$ направлена от точки с высшим потенциалом к точке с низшим.)

Если же положительное направление тока на участке цепи выбрано противоположным положительному направлению напряжения, как показано на рис. 10,*б*, то формула закона Ома должна быть записана со знаком «минус»:

$$\dot{I} = -\frac{\dot{U}}{R}$$

и, соответственно:

$$\dot{U} = -\dot{I}R.$$

Именно такая ситуация имеет место в эквивалентной схеме на рис. 9.

Подставляя в каждую последующую формулу ряда (39)—(44) значение сигнала (напряжения или тока) из предыдущей формулы, получаем:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{1}{R_{\text{т}1}} \beta_{1\text{д}} \frac{R_{\text{к}1}}{R_{\text{к}1} + R_{\text{т}2}} (-1) \beta_{2\text{д}} (-R_{\text{к}2}).$$

Отсюда можно найти искомый коэффициент передачи напряжения как отношение $\dot{U}_2$ к $\dot{U}_1$.

Относительно практического выполнения расчета заметим, что вычисление всех величин, входящих в формулу, следует начинать с «конца», т. е. при расчете идти от выходных зажимов к входным: сначала вычислить коэффициент $\beta_{2\text{д}}$, затем входное сопротивление второго транзистора $R_{\text{т}2}$, после чего найти эквивалентное сопротивление нагрузки первого транзистора $(R_{\text{к}1} || R_{\text{т}2})$ и коэффициент передачи $\beta_{1\text{д}}$.

Символом $(R_1 || R_2)$ здесь и в дальнейшем будем обозначать величину параллельного соединения двух соответствующих сопротивлений.

ГЛАВА ВТОРАЯ
ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЕ

8. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Во всех рассмотренных нами схемах усилительных каскадов и усилителей усиливаемые сигналы (токи и напряжения) попадали из входной цепи в выходную только через усилительный прибор-транзистор. Какие-либо иные пути (в обход усилительного прибора) в схемах каскадов отсутствовали. Введем такой путь в схему усилителя, включив между коллектором и базой цепь из сопротивления и емкости, как показано на рис. 11.

Чтобы правильно оценить последствия такого изменения схемы, необходимо вспомнить, что пассивная электрическая цепь из элементов *R*, *L* и *C* одинаково передает сигналы в обоих направлениях. Но выходное напряжение $\dot{U}_2$ усилительного каскада обычно в десятки раз превышает величину входного напряжения. Поэтому напряжение,

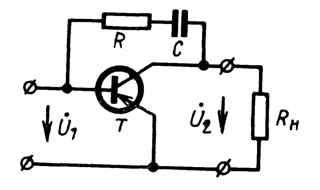


Рис. 11. Усилитель с цепью обратной связи.

которое поступит с выхода усилителя на его же вход через пассивную цепь, может оказаться равным и даже большим, чем первоначально приложенное напряжение. Это обстоятельство может существенно изменить некоторые характеристики и параметры усилителя по сравнению со случаем, когда пассивная электрическая цепь, соединяющая выход усилителя с его входом, отсутствовала. Наличие такой цепи является важной схемной особенностью усилителя, которая находит отражение в классификации усилителей и в существующей терминологии.

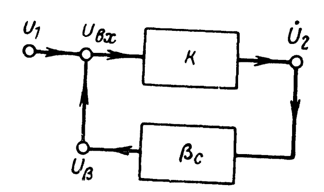


Рис. 12 Блок-схема усилителя с обратной связью.

Явление передачи сигнала в «обратном» направлении, т. е. с выхода какой-либо системы на ее же вход, называют *обратной связью.*

Пассивная цепь, соединяющая выход усилителя с его входом, называется *цепью обратной связи.* Усилитель, в схеме которого имеется цепь обратной связи, называется *усилителем с обратной связью.*

Строго говоря, и через усилительные приборы, и через цепь обратной связи электрические сигналы передаются в обоих направлениях. Но при анализе и расчете усилитель с обратной связью удобно представлять в виде соединения двух однонаправленных цепей, как показано на рис. 12, и считать, что по одной цепи передача осуществляется только в прямом направлении (элемент K), а по другой — только в обратном (элемент β_c).

Элемент K в схеме на рис. 12 называют *усилительным элементом*; элемент β_c — *цепью обратной связи* Цепь из элементов β_c и K называют *усилителем с обратной связью* или просто *усилителем,* а условное изображение этой цепи на рис. 12 — *блок-схемой усилителя с обратной связью.*

9. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ УСИЛИТЕЛЯ

Принятые обозначения. Исследуем основные соотношения между напряжениями в схеме на рис. 12 для случая установившегося режима синусоидальных напряжений и токов.

Введем следующие обозначения:

$\dot{U}_1$ — напряжение на входе усилителя;

$\dot{U}_2$ — напряжение на выходе усилителя;

$\dot{U}_{вх}$ — напряжение на входе усилительного элемента;

$\dot{U}_\beta$ — напряжение на выходе цепи обратной связи.

Отношение выходного напряжения усилительного элемента к входному напряжению этого элемента назовем *коэффициентом передачи (коэффициентом усиления) усилительного элемента* или просто *передачей усилительного элемента:*

$$K = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{вх}}. \qquad (45)$$

Аналогично введем понятие о *коэффициенте передачи* или просто о *передаче цепи обратной связи:*

$$\beta_c = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_2}. \qquad (46)$$

Отношение выходного напряжения усилителя к его входному напряжению назовем *передачей (коэффициентом передачи) усилителя:*

$$K_c = \frac{\dot{U}_2}{U_1}, \qquad (47)$$

При символической форме записи напряжений и токов каждая из передач K, β_c и K_c представляет собой *комплексную величину, на которую необходимо умножить входной сигнал цепи, чтобы получить выходной сигнал.*

Основная формула. Блок-схема на рис. 12 с учетом принятых обозначений выражает следующие зависимости:

1. Выходное напряжение усилительного элемента одновременно является выходным напряжением усилителя и входным напряжением цепи обратной связи.

2. Входное напряжение усилительного элемента представляет собой сумму входного напряжения усилителя и выходного напряжения цепи обратной связи:

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 + \dot{U}_\beta. \qquad (48)$$

Зная это, выразим передачу усилителя K_c через передачи K и β_c усилительного элемента и цепи обратной связи. Для этого решим (48) относительно $\dot{U}_1$ и подставим в полученную формулу значение $\dot{U}_\beta$:

$$\dot{U}_\beta = \dot{U}_2\beta_c = \dot{U}_{вх}K\beta_c;$$

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{вх} - \dot{U}_\beta = \dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вх}K\beta_c = \dot{U}_{вх}(1 - K\beta_c) = \frac{\dot{U}_2}{K}(1 - K\beta_c).$$

Из полученного равенства следует:

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = K_c = \frac{K}{1 - \beta_c K}. \qquad (49)$$

Полученная формула является фундаментальной в теории усилителей с обратной связью. Она показывает, что наличие обратной связи приводит к изменению величины передачи усилителя K_c по сравнению с передачей усилительного элемента K. Степень этого изменения определяется величиной $\beta_c K$.

Петлевое усиление. Произведение $\beta_c K$, которое входит в формулу (49), имеет отчетливый физический смысл. Чтобы выяснить его, предположим, что источник входного напряжения в схеме на рис. 12 выключен (т. е. выполнено условие $U_1 = 0$).

Разорвем ветвь, соединяющую выход цепи обратной связи со входом усилительного элемента. Чтобы обрыв не привел к изме-

нению режима работы цепи обратной связи, к ее выходным зажимам подключим сопротивление нагрузки, равное входному сопротивлению оборванной цепи. Блок-схема преобразованного таким образом усилителя изображена на рис. 13.

С помощью постороннего генератора $\dot{E}$ мысленно создадим напряжение $\dot{U}_{вх}$ на входных зажимах усилительного элемента и определим напряжение на выходных зажимах цепи обратной связи. Для этого достаточно пройти по цепи от точки $\dot{U}_{вх}$ до точки $\dot{U}_{\beta}$ последовательно умножая величину входного напряжения на передачи проходимых элементов.

В результате получим:

$$\dot{U}_{\beta}=\dot{U}_{вх}K\beta_c, \qquad (50)$$

откуда

$$\frac{\dot{U}_{\beta}}{\dot{U}_{вх}}=K\beta_c. \qquad (51)$$

Таким образом, произведение $\beta_c K$ характеризует усиление напряжения в результате прохождения по пути усилитель-цепь обратной связи в схеме на рис. 13. Но сравнивая между собой схемы на рис. 12 и 13, замечаем, что режим работы цепи обратной связи в обеих схемах одинаков Следовательно, *при однократном прохождении напряжения от входных зажимов усилительного элемента до выходных зажимов четырехполюсника обратной связи в схеме на рис. 12 оно (напряжение) также должно измениться* в $\beta_c K$ раз. Поскольку указанный путь в схеме на рис. 12 образует замкнутый контур (петлю), то параметр $\beta_c K$ получил в теории цепей с обратной связью название *петлевое усиление* (подразумевается усиление по петле «усилитель — цепь обратной связи»).

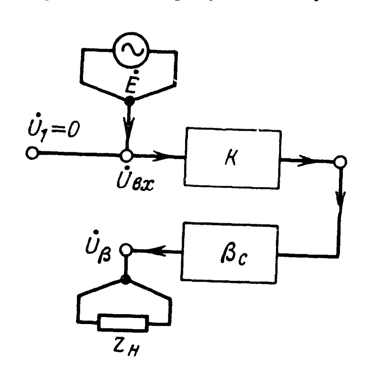


Рис. 13. К понятию о петлевом усилении.

Положительная и отрицательная обратная связь. Предположим, что на некоторой частоте петлевое усиление усилителя оказалось *положительной вещественной величиной,* меньшей чем 1:

$$0<\beta_c K=|\beta_c K|\leqslant 1.$$

Это значит, что в результате прохождения по петле «усилитель — цепь обратной связи» напряжение этой частоты либо совсем не изменяет фазы, либо фаза его изменяется на угол, кратный 360°. В обоих случаях напряжение обратной связи будет совпадать по фазе с напряжением на входе усилительного элемента.

Такая обратная связь называется *положительной.*

Рассматривая формулу (49), убеждаемся, что наличие положительной обратной связи в схеме усилителя приводит к увеличению передачи усилителя K_c по сравнению с передачей усилитель-

ного элемента K. Причина увеличения заключается в том, что напряжение обратной связи, складываясь с напряжением $\dot{U}_1$, увеличивает входное напряжение усилительного элемента по сравнению с той величиной, которая имелась бы при отсутствии обратной связи.

При $\beta_c K=1$ величина K_c обращается в бесконечность. Физически это соответствует самовозбуждению схемы; усилитель становится генератором незатухающих колебаний.

Если на некоторой частоте (или в диапазоне частот) петлевое усиление $\beta_c K$ оказывается *вещественной отрицательной величиной*

$$\beta_c K=-|\beta_c K|,$$

то это означает, что напряжение обратной связи находится в противофазе с напряжением на входе усилительного элемента. Такая обратная связь называется *отрицательной.*

Из формулы (49) следует, что при наличии отрицательной обратной связи усиление K_c усилителя оказывается меньшим, чем усиление K усилительного элемента. Чтобы при наличии ООС получить такое же усиление усилителя, как и без нее, необходимо увеличить усиление усилительного элемента (практически — увеличить число транзисторов или применить транзисторы с бóльшим коэффициентом усиления).

Казалось бы, отрицательная обратная связь представляет собой нежелательное явление, так как препятствует полному использованию усилительной способности усилительного элемента. Однако, уменьшая усиление, ООС одновременно улучшает такие параметры и показатели усилителя, как коэффициент нелинейных искажений, чувствительность усилителя к разбросу параметров транзисторов. Никакими иными средствами, кроме введения ООС, эти параметры практически не могут быть улучшены. Поэтому приходится мириться с увеличением числа транзисторов в схеме усилительного элемента.

Возвратная разность. Предположим, что на вход усилительного элемента в схеме на рис. 13 подано напряжение $U'_{вх}=1$ *в*, и вычислим разность между этой величиной и напряжением U'_β которое при замкнутой цепи обратной связи «возвращалось» бы во входную цепь усилителя

На основании (50)

$$\dot{U}'_\beta=\dot{U}'_{вх}\beta_c K.$$

Поэтому при $U'_{вх}=1$ (*в*)

$$U'_{вх}-U'_\beta=(1-\beta_c K).$$

Этот параметр получил название «*возвратная разность*» и обозначается буквой F:

$$F=1-\beta_c K. \qquad (52)$$

С учетом понятия о возвратной разности формула (49) приобретает вид:

$$K_c=\frac{K}{F}. \qquad (53)$$

В случае ООС произведение $\beta_c K$ является вещественной отрицательной величиной, а возвратная разность F — вещественной положительной величиной, большей единицы.

10. УСИЛЕНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ГЛУБОКОЙ ООС

Если выполняется условие $|\beta_c K| \gg 1$ и соответственно $|F| \gg 1$, то обратная связь называется глубокой.

Одно из замечательных свойств усилителя с глубокой ООС заключается в следующем. При $|\beta_c K| \gg 1$ можно пренебречь единицей по сравнению с величиной петлевого усиления $\beta_c K$ в знаменателе формулы (49) или принять $F \approx \beta_c K$ в формуле (53)

В обоих случаях получаем:

$$K_c \approx \frac{K}{\beta_c K}.$$

Сокращая числитель и знаменатель на K, приходим к формуле

$$K_c \approx \frac{1}{\beta_c}. \qquad (54)$$

Остановимся подробнее на физическом смысле полученной формулы

Как известно, усиление усилительного элемента, имеющего один или несколько транзисторных каскадов, пропорционально произведению параметров h_{21} (т. е коэффициентов усиления гока в режиме короткого замыкания) транзисторов, работающих в этих каскадах.

Но по существующим стандартам и техническим условиям из всех деталей схемы усилителя (резисторов, конденсаторов и транзисторов) именно транзисторы имеют наибольший допустимый разброс величин электрических параметров, в том числе и параметра h_{21}.

Параметры транзистора заметно зависят также от окружающей температуры, от величины напряжений на электродах и могут изменяться вследствие старения транзистора Эти причины приводят к непостоянству (нестабильности) величины передачи (усиления) усилительного элемента K во времени

В результате усилительные элементы, выполненные по одной и той же схеме, неизбежно будут иметь значительный разброс величины усиления

Цепь обратной связи, напротив, выполняется обычно из пассивных элементов (резисторов и конденсаторов), электрические параметры которых (сопротивления и емкости соответственно) мало зависят от условий эксплуатации и отличаются высоким постоянством во времени Как следствие, величина β_c также оказывается достаточно стабильной во времени

Из сказанного следует, что формула (54) свидетельствует о замечательном свойстве усилителей с глубокой ООС· *при наличии глубокой ООС усиление усилителя практически не зависит от параметров усилительного элемента и от возможных изменений этих параметров, а определяется только параметрами цепи обратной связи.*

Наличие этой закономерности позволяет разрабатывать такие схемы усилителей, величина коэффициента усиления которых остается в заданных, достаточно малых пределах при любых заранее обусловленных изменениях электрических параметров транзисторов.

11. КЛАССИФИКАЦИЯ СХЕМ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Классификацию схем обратной связи рассмотрим на примере наиболее распространенных схем, изображенных на рис. 14. Роль нагрузки во всех схемах выполняет сопротивление $R_н$, а под сигналами будем подразумевать переменные составляющие токов и напряжений на участках схемы.

В схемах на рис 14,*а* и *б* сигнал обратной связи поступает с выхода усилителя на его вход через сопротивление R_c. Если мысленно закоротить сопротивление $R_н$ в рассматриваемых схемах,

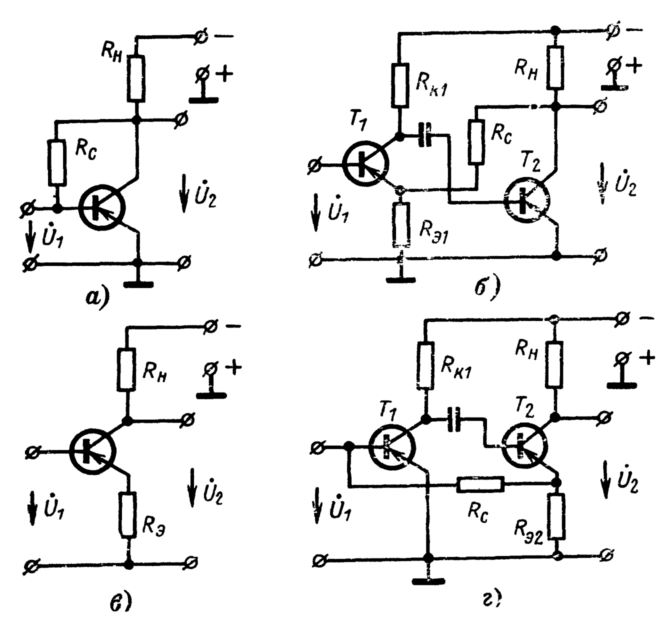


Рис. 14. Схемы усилителей с ООС

то величина выходного напряжения $\dot{U}_2$ каждого усилителя обратится в нуль То же произойдет и с сигналом (током) обратной связи Следовательно, в обеих схемах сигнал ОС возникает под действием выходного напряжения и пропорционален ему. Такая ОС называется связью *по напряжению.*

Рассматривая схемы на рис 14,*в* и *г*, обнаруживаем иную закономерность В схеме на рис 14,*в* ток нагрузки (коллекторный ток транзистора) замыкается по цепи коллекторный переход транзистора — сопротивление $R_н$ — источник питания — сопротивление $R_э$ — эмиттерный переход и коллекторный переход транзистора

Проходя по сопротивлению $R_э$, коллекторный ток создает на последнем падение напряжения, которое в данном случае является сигналом обратной связи. При закорачивании сопротивления $R_н$ рассмотренная выше цепь не разрывается и ток в ней продолжает циркулировать. Не обращается в нуль и сигнал обратной связи.

Если же мысленно увеличивать сопротивление $R_н$ до бесконечно большой величины, то ток коллектора будет стремиться к нулю, как и создаваемое этим током падение напряжения на сопротивлении $R_э$. Следовательно, в схеме на рис. 14,*в* сигнал обратной связи *пропорционален выходному току усилителя*

То же самое можно сказать и о схеме на рис. 14,*г* Выходной ток усилителя (коллекторный ток транзистора T_2) создает на сопротивлении $R_{э2}$ падение напряжения, под действием которого в сопротивлении $R_с$ и во входной цепи транзистора T_1 возникает ток. Последний в данном случае и является сигналом обратной связи.

Итак, *по способу получения сигнала обратной связи следует различать схемы с обратной связью по напряжению и схемы с обратной связью по току.* В первых сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению, во вторых — выходному току.

Чтобы определить способ получения сигнала обратной связи, следует мысленно сначала закоротить нагрузку, а затем обратить сопротивление нагрузки в бесконечность, как это было сделано выше.

Если сигнал ОС, поступающий во входную цепь усилителя, обращается в нуль при замыкании нагрузки, значит, до замыкания в схеме существовала ОС по напряжению. Если же сигнал ОС обращается в нуль при увеличении нагрузки до бесконечно большой величины, значит в схеме имеет место ОС по току.

Наконец, существуют схемы, в которых сигнал ОС не обращается в нуль ни при $R_н=0$, ни при $R_н=\infty$. Такие схемы называются схемами с комбинированной ОС.

Схемы ОС классифицируют не только по способу получения сигнала ОС, но и по способу соединения выхода цепи ОС со входом усилительного элемента.

В схемах на рис. 14,*а* и *г* входные зажимы усилительного элемента и выходные зажимы цепи обратной связи соединены параллельно, а в схемах на рис. 14,*б* и *в* — последовательно. Соответственно ОС в схеме на рис. 14,*а* называется параллельной связью по напряжению, в схеме на рис 14,*б* — последовательной связью по напряжению, в схеме на рис. 14,*в* — последовательной связью по току, а на рис. 14,*г* — параллельной связью по току.

12. О РАЗМЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧ $\beta_с$, K и $K_с$

При исследовании блок-схемы на рис 12 мы считали, что сигналами в этой схеме являются напряжения Соответственно, каждая из трех передач — $\beta_с$, K и $K_с$ — представляла собой коэффициент передачи напряжения.

Однако рассмотренная в предыдущем параграфе классификация схем обратной связи подсказывает, что в качестве сигналов не обязательно должны выступать именно напряжения. Вспомним, что по способу получения сигнала в выходной цепи усилителя различают связь по напряжению и связь по току.

Уже само определение «связь по напряжению» говорит о том, что общим сигналом для выхода усилительного элемента, выхода усилителя и входа цепи обратной связи является напряжение. Точно так же определение «связь по току» означает, что общим сигналом для выхода усилительного элемента, выхода усилителя и входа цепи обратной связи является ток.

Перейдем ко входной цепи. Здесь входной сигнал усилительного элемента представляет собой сумму входного сигнала усилителя и выходного сигнала цепи обратной связи.

Но ведь складываться могут только величины, имеющие одинаковую физическую природу (и размерность). Можно сложить два напряжения или два тока, но нельзя сложить напряжение с током.

Следовательно, все три сигнала во входной цепи должны иметь одинаковую размерность. Остается вспомнить, что при *последовательном соединении* входных зажимов двух цепей сложатся *напряжения,* существующие между этими зажимами, а при *параллельном соединении* входных зажимов двух цепей в общей ветви сложатся токи. Таким образом при *последовательной связи в качестве сигналов, складываемых на входе усилительного элемента, могут выступать только напряжения, а при параллельной связи — только токи*

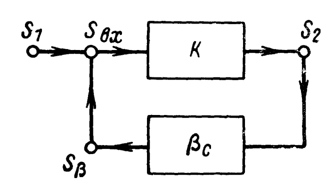


Рис. 15. Обобщенная блок-схема усилителя с обратной связью.

Итак, в соответствии со способами получения сигнала обратной связи в качестве сигнала в выходной цепи усилителя может выступать напряжение или ток, и независимо от этого в соответствии со способом подачи сигнала на вход усилительного элемента в качестве сигналов во входной цепи могут выступать или одни только напряжения или одни только токи.

Поэтому обобщенную блок-схему усилителя с обратной связью можно изобразить так, как показано на рис. 15, где все сигналы обозначены буквами S с соответствующими индексами, без указания физической природы сигнала (напряжение или ток).

Возможны четыре различных сочетания сигналов (напряжение и ток) во входной и выходной цепях усилителя. Каждому сочетанию соответствует свой физический смысл и размерность передач β_c, K и K_c.

При последовательной связи по напряжению все три передачи являются коэффициентами передачи напряжения.

При параллельной связи по току все передачи — это коэффициенты передачи токов.

При последовательной связи по току передачи K и K_c имеют размерность проводимости. Они представляют собой величины, на которые следует умножить входное напряжение, чтобы получить выходной ток. Передача β_c в этом случае имеет размерность сопротивления. (Умножаем выходной ток на сопротивление, чтобы получить напряжение обратной связи)

Наконец, при параллельной связи по напряжению передачи K и K_c имеют размерность сопротивлений (Умножив входной ток на сопротивление передачи, получим выходное напряжение.) В то же время передача β_c имеет размерность проводимости и служит для перехода от величины выходного напряжения к току обратной связи.

Очевидно, что во всех рассмотренных случаях петлевое усиление $\beta_c K$ получается безразмерной величиной.

Как известно, при глубокой ООС передача усиления практически определяется величиной передачи цепи обратной связи:

$$K_c \approx \frac{1}{|\beta_c|}.$$

Но выше было показано, что параметр β_c может представлять собой либо коэффициент передачи напряжения, либо коэффициент передачи тока, либо сопротивление передачи, либо проводимость передачи. Поэтому при глубокой ООС в зависимости от выбранной схемы обратной связи стабилизируется величина только одной из следующих четырех передач усилителя 1) коэффициент передачи напряжения; 2) коэффициент передачи тока, 3) проводимость передачи (передаточная проводимость), 4) сопротивление передачи (передаточное сопротивление).

Существенно, что стабилизация величины одной из названных передач совсем не обязательно приводит к стабилизации трех остальных. Например, в усилителе с последовательной связью по току стабилизируется величина передаточной проводимости, т. е. выходной ток такого усилителя практически будет определяться только входным напряжением и почти не будет зависеть от сопротивления нагрузки В то же время выходное напряжение при изменениях нагрузки не останется постоянным, а будет изменяться в такой же степени, в какой изменяется нагрузка.

Из сказанного можно сделать два важных для практики вывода.

1. Было бы ошибочным при расчете усилителя или усилительного каскада с цепью ООС стремиться вычислять именно коэффициент передачи напряжения независимо от вида ОС, примененной в каскаде. Целесообразно вычислять такой коэффициент передачи, который стабилизируется обратной связью, имеющейся в схеме каскада или усилителя Примеры таких расчетов можно найти в гл. 3.

2. При каскадном соединении нескольких усилительных элементов, каждый из которых охвачен индивидуальной цепью ОС, необходимо выбирать схему ОС каждого элемента таким образом, чтобы выходной сигнал стабильной функции передачи любого предыдущего элемента имел такую же размерность, как и входной сигнал стабильной функции передачи последующего.

При таком выборе схем обратной связи внутрикаскадные (местные) обратные связи одновременно будут стабилизировать коэффициент передачи всего усилителя. Подробнее этот вопрос рассмотрен в гл. 4

13. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЯ

Входное сопротивление. Исследуем качественную сторону влияния ОС На рис. 16,*а* изображена входная цепь усилителя с последовательной ОС. При отсутствии обратной связи (вход цепи ОС отключен от выхода усилительного элемента, $\dot{I}_c=0$) по сопротивлениям цепи ОС проходят только токи $\dot{I}$ и $\dot{I}''$, обусловленные входным напряжением U_1.

Появление в цепи ОС тока обратной связи (ток $\dot{I}_c$ на рис. 16,*а*) приводит к тому, что падение напряжения на сопротивлении $R_э$ возрастает, а напряжение между эмиттером и базой транзистора при *неизменном входном напряжении* $\dot{U}_1$ уменьшается Соответственно уменьшается и входной ток усилителя $\dot{I}_1$. Но уменьшение входного тока усилителя при неизменном входном напряжении означает, что входное сопротивление усилителя возросло.

Принятое на рисунке положительное направление тока $\dot{I}_c$ соответствует случаю отрицательной ОС. Поэтому можно сделать

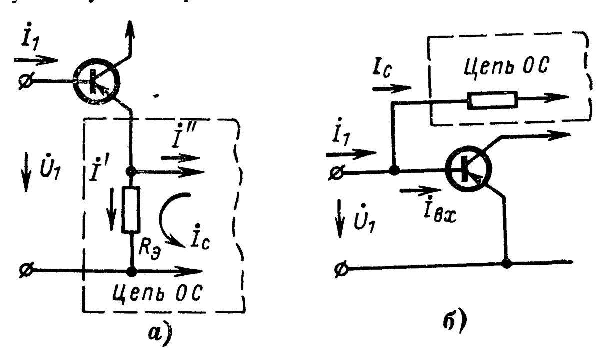


Рис. 16 Входные цепи усилителей

вывод, что *последовательная ООС увеличивает входное сопротивление усилителя.*

Параллельная ООС, наоборот, уменьшает входное сопротивление. Действительно, при заданном (неизменном) входном токе $\dot{I}_1$ в схеме на рис. 16,*б* появление тока $\dot{I}_c$ в цепи обратной связи приводит к уменьшению входного тока ($\dot{I}_{вх}$) усилительного элемента и, следовательно, к уменьшению падения напряжения $\dot{U}_1$, которое создается током $\dot{I}_{вх}$ на входном сопротивлении усилительного элемента. Но уменьшение напряжения $\dot{U}_1$ при неизменном входном токе $\dot{I}_1$ свидетельствует об уменьшении входного сопротивления усилителя.

Строгий анализ, основанный на исследовании систем уравнений, составленных для эквивалентных схем усилителей с последовательной и параллельной связью, приводит к следующим выводам·

1. Входное сопротивление усилителя с цепью ОС не зависит от способа получения сигнала ОС в выходной цепи усилителя (связь по напряжению или по току). Оно зависит только от способа подачи сигнала ОС во входную цепь усилителя (последовательная или параллельная связь).

2. При последовательной обратной связи имеет место соотношение

$$Z_{вх\,с} = (1-\beta_c K) Z_0 = F Z_0. \tag{55}$$

где $Z_{вх\,с}$ — входное сопротивление усилителя при наличии обратной связи;

Z_0 — входное сопротивление того же усилителя при отсутствии обратной связи

Для усилителя с параллельной ОС справедлива формула

$$Y_{вх\ с}=(1-\beta_c K)Y_0=FY_0, \qquad (56)$$

где $Y_{вх\ с}$ — входная проводимость усилителя с обратной связью;
Y_0 — входная проводимость того же усилителя при отсутствии обратной связи.

Обе формулы сравнительно несложны, но для их практического применения необходимо условиться о точном смысле выражения «отсутствие обратной связи».

Вообще говоря, обеспечить отсутствие обратной связи в схеме на рис 12 можно только одним способом разорвав цепь (контур) обратной связи. Этот разрыв может быть сделан на участке как прямой, так и обратной передачи.

С аналитической точки зрения обрыв прямого пути передачи эквивалентен обращению величины прямой передачи K в нуль.

Обрыв обратного пути эквивалентен обращению в нуль передачи β_c.

Переходя к эквивалентной расчетной схеме усилителя замечаем, что сделать прямую передачу K равной нулю можно разными способами: приравняв нулю динамический коэффициент передачи тока одного из транзисторов в схеме усилительного элемента или приравняв нулю сопротивление нагрузки одного из транзисторов.

Точно так же для обращения в нуль передачи цепи обратной связи β_c необходимо приравнять нулю величину того или иного сопротивления (или проводимости) из числа входящих в цепь ОС.

Анализ показывает, что величины Z_0 и Y_0 в формулах (55) и (56) соответствуют не любому из перечисленных приемов обрыва петли ОС, а только такому, когда в нуль обращается величина динамического коэффициента передачи тока транзистора (или, что равносильно, величина сопротивления $r_г$, определяющего э. д. с. $\dot{E}_г$ зависимого генератора в эквивалентной схеме транзистора).

Но и здесь есть свое ограничение: приравнивать нулю величину $\beta_д$ допустимо не у любого транзистора (из числа входящих в схему усилительного элемента), а только у такого, через который замыкается лишь одна петля обратной связи. Разумеется, эта петля должна охватывать весь рассматриваемый одноблочный усилитель или блок многоблочного усилителя, проходя через входные и выходные зажимы блока (Блоком здесь и в дальнейшем называется усилительный элемент, охваченный цепью ОС)

Например, в схемах на рис. 14,*а* и *в* через транзистор замыкается лишь одна петля ОС, и для вычисления Z_0 или Y_0 следует приравнять нулю коэффициент передачи тока $\beta_д$ транзистора.

В схеме на рис. 14,*б* через первый транзистор проходят две петли ОС: местная, охватывающая только этот транзистор, и общая, охватывающая весь усилитель. Вычисляя Z_0 для одного первого каскада, следует отключить второй каскад и принять $\beta_{1д}=0$.

Вычисляя Z_0 для всего усилителя, следует принять $\beta_{2д}=0$ и считать, что $\beta_{1д}$ сохраняет свое номинальное (расчетное) значение.

Таким образом, *сопротивление Z_0 в формуле (55) — это входное сопротивление расчетной схемы усилителя, вычисленное для случая, когда коэффициент передачи $\beta_д$ любого транзистора, через который проходит только одна петля общей обратной связи, принят равным нулю, а все остальные элементы схемы, включая элементы*

цепи обратной связи и входное сопротивление транзистора, сохраняют свою первоначальную величину.

Сказанное в равной мере относится также и к определению величины Y_0 в формуле (56).

В качестве примера рассмотрим схему однокаскадного усилителя с сопротивлением $R_э$ в цепи эмиттера (рис. 14,*в*). Для входного сопротивления такого усилителя ранее нами была получена формула (см § 5):

$$R_{вх\ с}=R_т+R_э(\beta_д+1), \tag{57}$$

где $R_т$ — входное сопротивление транзистора.

Через транзистор проходит только одна петля ОС, т. е схема удовлетворяет сформулированным выше условиям определения величины Z_0.

Приняв в формуле (57) $\beta_д=0$, получим:

$$Z_0=R_0=R_т+R_э. \tag{58}$$

Подчеркнем, что величина сопротивления $R_т$ в обеих формулах одинакова. Иными словами, при определении Z_0 считаем, что величина $R_т$ от $\beta_д$ не зависит.

Точно так же можно поступить, рассматривая местную ОС в первом каскаде схемы на рис. 14,*б* Действительно, приняв в этой схеме $\beta_{2д}=0$, замечаем, что единственное отличие полученной схемы от схемы на рис. 14,*в* заключается в том, что сопротивление $R_э$ заменено теперь параллельным соединением сопротивлений $R_{э1}$ и $(R_с+R_н)$. Поэтому для входного сопротивления усилителя при отсутствии местной и общей ОС можем написать формулу

$$R'_0=R_{т1}+[R_{э1}\,||\,(R_с+R_н)].$$

При $\beta_{1д}\neq 0$ и $\beta_{2д}=0$ по аналогии с (57) получим:

$$R'_{вх\ с}=R''_0=R_{т1}+[R_{э1}||(R_с+R_н)]\,(\beta_{1д}+1). \tag{59}$$

Величина $R'_{вх\ с}$ представляет собой входное сопротивление усилителя при наличии одной только местной ОС в первом каскаде и при отсутствии общей (для всех каскадов) ОС.

Отношение $R'_{вх\ с}/R'_0$ дает величину возвратной разности для местной цепи ОС. Но транзистор T_2 в схеме на рис. 14,*б* удовлетворяет условию определения величины Z_0 для всего двухкаскадного блока. Поэтому входное сопротивление $R'_{вх\ с}$, вычисленное для случая $\beta_{2д}=0$ и $\beta_{1д}\neq 0$, представляет собой не что иное, как величину $Z_0=R_0$ рассматриваемого блока с двухкаскадным усилительным элементом.

Зная R_0 и вычислив передачи K и $\beta_с$, можно будет по формуле (55) определить входное сопротивление усилителя при наличии обеих цепей ОС.

Применяя эти же правила к схеме на рис. 14,*а*, получаем:

$$Y_0=Y_т+Y_\beta=\frac{1}{R_т}+\frac{1}{R_с+R_н}, \tag{60}$$

где $Y_т=G_т$ — входная проводимость транзистора;

Y_β — проводимость цепи, подключенной параллельно входным зажимам транзистора при $\beta_д=0$.

В качестве Y_0 для схемы на рис. 14,*г* следует взять входную проводимость, вычисленную при $\beta_{1д}=0$, так как именно через транзистор T_1 проходит одна петля общей ОС. А через T_2, наряду с этой петлей, проходит петля местной ОС. Таким образом:

$$Y_0 = Y_{т1} + \frac{1}{R_с + [R_{э2} \parallel (R_{т2}+R_{к2})(1-\alpha_2)]} \qquad (61)$$

где $Y_{т1}$ и $R_{т2}$ соответствуют номинальным (расчетным) значениям передач $\beta_д$.

Второе слагаемое в знаменателе формулы (61), как правило, значительно меньше первого и не оказывает существенного влияния на величину пассивной проводимости цепи ОС.

Выходное сопротивление. Для величины выходного сопротивления усилителя с обратной связью справедливы следующие закономерности:

1) Выходное сопротивление не зависит от способа введения сигнала ОС во входную цепь усилителя (последовательная или параллельная связь). Оно зависит только от способа получения сигнала ОС в выходной цепи усилителя (связь по напряжению или по току).

2) При связи по току имеет место соотношение

$$Z_{вых\ с} = (1-\beta_с K) Z_{вых} = F Z_{вых}; \qquad (62)$$

при связи по напряжению

$$Y_{вых\ с} = (1-\beta_с K) Y_{вых} = F Y_{вых}, \qquad (63)$$

где $Z_{вых.с}$ и $Y_{вых.с}$ — соответственно выходное сопротивление и выходная проводимость усилителя с обратной связью;

$Z_{вых}$ и $Y_{вых}$ — выходное сопротивление и выходная проводимость усилителя без обратной связи.

Понятие «усилитель без обратной связи» в данном случае сохраняет тот же смысл, что и в случае формул входного сопротивления и означает, что это усилитель с равным нулю коэффициентом передачи тока любого из тех транзисторов усилительного элемента, через которые проходит только одна петля общей ОС.

Как и при вычислении величин Z_0 и Y_0, при определении величин $Z_{вых}$ и $Y_{вых}$ следует считать, что обращение в нуль коэффициента передачи $\beta_д$ не отражается на величине выходного сопротивления транзистора — она остается такой же, как и при номинальном значении $\beta_д$.

Применяя это правило для определения выходных сопротивлений и проводимостей схем на рис. 14,*а*, *б*, *в* и *г* при отсутствии обратной связи, соответственно получим:

а) $Y_{вых} = \dfrac{1}{R_{вых.э}} + \dfrac{1}{R_с + R_т}$;

б) $Y_{вых} = \dfrac{1}{R_{вых.э2}} + \dfrac{1}{R_с + [R_{э1} \parallel R_{т1}(1-\alpha_1)]}$;

в) $Z_{вых} = R_{вых.э} + R_э$;

г) $Z_{вых} = R_{вых.э2} + [R_{э2} \parallel (R_с + R_{т1})]$,

где $R_{вых.э}$ — выходное сопротивление соответствующего транзистора, определяемое по формуле (27).

Поясним, что в схемах на рис. 14,*б* и *г* мы обращали в нуль величину $\beta_{2д}$ и $\beta_{1д}$ соответственно. Кроме того, предполагалось, что усилители с параллельной ОС имеют на входе идеальный источник тока ($R_г=\infty$), а усилители с последовательной ОС — идеальный источник напряжения ($R_г=0$).

Нелинейные искажения. Если усилитель работает без отсечки тока и имеет коэффициент нелинейных искажений k_f, то после введения в схему усилителя цепи ООС коэффициент нелинейных искажений уменьшается в F раз:

$$k_{f\,c}=\frac{k_f}{F}, \qquad (64)$$

где k_{fc} — коэффициент нелинейных искажений при наличии ООС в усилителе;

k_f — коэффициент нелинейных искажений при отсутствии ООС.

Например, при расчете мощного выходного каскада была найдена величина коэффициента нелинейных искажений $k_f=10\%$. Если требуется обеспечить при той же выходной мощности коэффициент нелинейных искажений не более чем $k_{fc}=1\%$, то в схему усилителя необходимо ввести цепь ООС и обеспечить глубину ООС:

$$F\geqslant\frac{k_f}{k_{fc}}=\frac{10}{1}=10.$$

Частотные искажения. Частотно-независимая ООС уменьшает амплитудно-частотные искажения передачи K_c в F раз по сравнению с одноименными искажениями передачи K.

14. ВОЗВРАТНАЯ РАЗНОСТЬ ДЛЯ УКОРОЧЕННОЙ И ПОЛНОЙ ЦЕПИ

При выводе формул (55) и (56) предполагалось, что в усилителе с последовательной связью заданным сигналом является входное напряжение. а в усилителе с параллельной связью — входной ток. Такое предположение равносильно условию, что ко входу усилителя в первом случае подключен источник э. д. с. ($R_г=0$), а во втором — идеальный источник тока ($R_г=\infty$).

В действительности любой реальный источник входного сигнала имеет конечную, не равную ни нулю, ни бесконечности, величину внутреннего сопротивления.

Но последовательная ООС увеличивает входное сопротивление усилителя и позволяет получить для параметров входной цепи соотношение $R_г\ll R_{вх\,с}$. Параллельная ООС уменьшает входное сопротивление и позволяет получить соотношение $R_г\gg R_{вх.с}$. Поэтому формулы, полученные для случая идеальных источников э. д. с. или тока, обеспечивают достаточную точность при расчете реальных схем.

Если же в качестве входного сигнала усилителя с последовательной ООС рассматривают э. д. с. источника E и хотят учесть влияние внутреннего сопротивления источника $R_г$, то возвратную

разность определяют по формуле

$$F = \frac{R_г + Z_{вх.с}}{R_г + Z_0}. \qquad (65)$$

Аналогично, для усилителя с параллельной связью

$$F = \frac{G_г + Y_{вх.с}}{G_г + Y_0}, \qquad (66)$$

где $G_г = 1/R_г$ — внутренняя проводимость источника сигнала.

Формулы (65) и (66), определяющие возвратную разность для зажимов источника э. д. с. (источника тока), назовем формулами для полной цепи. Формулы (55) и (56), определяющие возвратную разность для входных зажимов усилителя, назовем формулами для укороченной цепи.

В дальнейшем будем рассматривать только формулы для укороченной цепи, поскольку в усилителях с глубокой ООС практически имеет место режим заданного входного сигнала.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ
РАСЧЕТ НЕКОТОРЫХ СХЕМ

15. О РАЗДЕЛЕНИИ СХЕМЫ НА ЭЛЕМЕНТЫ K и β_c

С точки зрения теории линейных электрических цепей не представляет ни малейших принципиальных затруднений получение формулы, которая непосредственно выражала бы коэффициент передачи усилителя с учетом влияния всех цепей обратной связи, имеющихся в схеме. Тем не менее представление схемы усилителя в виде соединения двух однонаправленных элементов с передачами K и β_c остается желательным и полезным по следующим причинам:

1. Оно дает возможность вычислить петлевое усиление $\beta_c K$ или возвратную разность F рассматриваемой цепи, т. е. в конечном счете оценить степень влияния обратной связи на стабильность передачи, величину нелинейных искажений, на величину входного и выходного сопротивлений усилителя.

2. Располагая формулой, которая в явном виде выражает передачу β_c через величины элементов схемы усилителя, конструктору легче решить задачу выбора блок-схемы всего усилителя с ООС, произвести ее ориентировочный расчет и в дальнейшем скорректировать величины элементов цепи ОС для получения заданного усиления.

3. Раздельное определение передач β_c и K вместо передачи K_c равносильно замене одной системы линейных уравнений, описывающих эквивалентную схему усилителя, двумя системами, каждая из которых содержит меньше неизвестных, чем общая.

Например, решение системы из четырех уравнений с четырьмя неизвестными заменяется решением двух систем с двумя неизвестными. Экономия времени и облегчение расчета очевидны.

Итак, в силу той или иной причины мы решили представить реальную эквивалентную схему усилителя в виде соединения двух однонаправленных элементов K и β_c.

Очевидно, для вычисления передач этих элементов необходимо располагать эквивалентными схемами цепей β_c и K.

Здесь уместно подчеркнуть одну тонкость. Элементы β_c и K в блок-схеме усилителя на рис. 12 являются однонаправленными. Но передачи β_c и K мы хотим вычислить как передачи (в интересующем нас направлении) двух соответствующих цепей из обычных (одно- и двунаправленных элементов).

Как же получить расчетные схемы элементов β_c и K, располагая схемой усилителя? Анализ показывает, что это может быть сделано двумя способами.

По первому способу надо предположить, что вход усилительного элемента K совпадает со входными зажимами усилительного прибора (транзистора). Но тогда при вычислении передачи β_c потребуется учесть входное сопротивление усилительного прибора как нагрузку цепи обратной связи, а при вычислении передачи усилителя в формулу (49) надо будет ввести дополнительный множитель $k_{вх}$, учитывающий распределение входного сигнала усилителя между входными сопротивлениями элементов β_c и K:

$$K_c = k_{вх} \frac{K}{1 - \beta_c K}.$$

Все это усложняет расчет по первому способу и делает его малонаглядным.

По второму способу надо предположить, что входные зажимы усилительного элемента K совпадают с входными зажимами усилителя, но входное сопротивление усилительного элемента K считать равным величине входного сопротивления усилителя, вычисленной в предположении, что сигнал обратной связи в элементах цепи обратной связи отсутствует.

Иными словами, входное сопротивление элемента K надо считать равным величине Z_0 (входную проводимость — величине Y_0), подробно рассмотренным в § 13. В этом случае передача цепи обратной связи вычисляется без учета величины входного сопротивления усилительного элемента, а передача усилителя с цепью ОС — непосредственно по формуле (49) (множитель $k_{вх}$ вводить не требуется).

Однако учет влияния элементов цепи ОС на величину передачи K на этом не кончается. Сопротивление или проводимость цепи обратной связи должно быть сохранено не только во входной цепи усилительного элемента, но также и в выходной. Например, при расчете передачи K схемы на рис. 14,*а* следует параллельно нагрузке $R_н$ включить цепь $(R_c + R_т)$, а в случае схемы на рис. 14,*б* — сопротивление $R_c + [R_{э1} \| R_{т1}(1 - \alpha_1)]$.

При расчете передачи K схемы на рис. 14,*г* следует сохранить в цепи эмиттера транзистора T_2 сопротивление $R_{э2} \| (R_c + R_{т1})$. Иными словами, схема элемента K должна быть такой, чтобы ее выходное сопротивление было равно выходному сопротивлению $Z_{вых}$ (или выходной проводимости $Y_{вых}$) усилителя без обратной связи. Величины $Z_{вых}$ и $Y_{вых}$ и методика их определения были рассмотрены в § 13.

В дальнейшем мы будем применять исключительно второй способ разделения схемы на элементы K и β_c.

Заметим, что, пренебрегая прямой передачей сигнала по цепи β_c, мы вносим в результате расчета определенную погрешность. Но в подавляющем большинстве случаев прямая передача $K \gg 1$, а передача по цепи β_c со входа усилителя на его выход много меньше, чем единица. Поэтому погрешность обычно не превышает десятых долей процента.

16. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

Рассмотрим механизм обратной связи в схеме усилителя на рис. 17,*а*. Переменная составляющая тока базы транзистора создает в $\beta_д$ раз больший ток в коллекторном переходе. Этот ток замыкается по цепи коллекторный переход — эмиттерный переход — сопротивление $R_э$ — эквивалентное сопротивление нагрузки $R_н$, образованное параллельным соединением $R_к$ и $R'_н$. На сопротивлении $R_э$ ток коллектора создает падение напряжения, которое в этой схеме играет роль напряжения обратной связи.

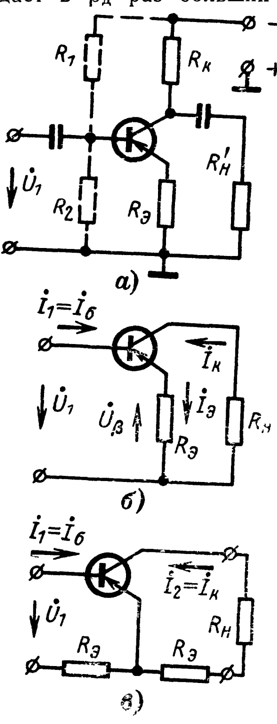


Рис. 17. Усилитель с последовательной ООС по току.
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — эквивалентная схема элемента *К*

Если мысленно закоротить эквивалентное сопротивление нагрузки $R_н$ (рис. 17,*б*), то выходное напряжение каскада обратится в нуль. Но напряжение обратной связи в нуль не обратится, потому что не обращается в нуль выходной ток каскада.

Если же мысленно увеличить эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора до бесконечно большой величины, то переменная составляющая тока коллектора обратится в нуль. То же произойдет и с напряжением обратной связи. Следовательно, имеем связь по току.

Сопротивление $R_э$, на котором возникает напряжение обратной связи, включено по отношению ко входным зажимам усилителя последовательно со входом усилительного элемента, т. е. имеем последовательную **связь**.

Для суждения о характере обратной связи (положительная или отрицательная) достаточно учесть, что напряжение на сопротивлении $R_э$ совпадает по фазе со входным напряжением усилителя $\dot{U}_1$. А по отношению ко входным зажимам усилительного элемента это же напряжение находится в противофазе по сравнению с напряжением $\dot{U}_1$, т. е. обратная связь является отрицательной. Итак, в рассматриваемой схеме существует *последовательная ООС по току*.

Ранее мы установили, что при такой связи передача β_c имеет размерность сопротивления и численно равна величине, на которую необходимо умножить выходной сигнал (ток $\dot{I}_2$), чтобы получить сигнал (напряжение) обратной связи.

В рассматриваемой схеме такой величиной является величина сопротивления $R_э$, на котором ток нагрузки создает напряжение обратной связи:

$$\dot{U}_\beta = -\dot{I}_к R_э.$$

Появление знака «минус» в формуле объясняется тем, что положительное направление напряжения $\dot{U}_\beta$ в схеме на рис. 17,*б* противоположно положительному направлению тока $\dot{I}_к$ в этом же сопротивлении В свою очередь выбор положительного направления $\dot{U}_\beta$ осуществляется с учетом того, что напряжения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_\beta$ на входных зажимах транзистора должны не вычитаться, а складываться, как это было принято при выводе основной формулы для передачи K_c.

Передача усилителя, стабилизируемая обратной связью, имеет размерность проводимости и численно равна величине, на которую необходимо умножить входное напряжение, чтобы получить выходной ток. При глубокой ООС

$$K_c \approx \frac{1}{|\beta_c|} = \frac{1}{R_э}.$$

Иными словами, проводимость передачи каскада практически не зависит от параметров транзистора и определяется только сопротивлением $R_э$.

Действительно, при достаточно большом сопротивлении $R_э$ можно пренебречь падением напряжения на входном сопротивлении транзистора и считать, что входное напряжение усилителя $\dot{U}_1$ полностью приложено к сопротивлению $R_э$ и создает в последнем ток

$$\dot{I}_э \approx \frac{\dot{U}_1}{R_э}.$$

Этот ток практически полностью попадает в цепь коллектора:

$$\dot{I}_к = \alpha_д \dot{I}_э \approx \alpha_д \frac{\dot{U}_1}{R_э},$$

где $\alpha_д \approx \alpha \approx 1$.

Из последнего равенства находим проводимость передачи каскада:

$$K_c = \frac{\dot{I}_к}{\dot{U}_1} \approx \frac{\alpha_д}{R_э} \approx \frac{1}{R_э}.$$

Для определения глубины обратной связи необходимо иметь расчетные формулы для передач β_c и K.

Выше было найдено:

$$\beta_c = -R_э. \quad (67)$$

Для определения передачи K составим по методике, изложенной в § 13 и 15, эквивалентную схему элемента K, показанную на

рис. 17,*в*. Здесь сопротивление $R_э$ сохранено как во входной, так и в выходной цепи. Но выходной ток усилительного элемента по сопротивлению $R_э$, включенному во входную цепь, не проходит.

Для схемы на рис. 17,*в* находим:

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1\beta_д = \frac{\dot{U}_1}{R_т + R_э}\beta_д = \frac{\dot{U}_1}{R_0}\beta_д, \qquad (68)$$

где R_0 — входное сопротивление усилителя без обратной связи (усилительного элемента K) а величину $\beta_д$ строго говоря следует вычислять, рассматривая в качестве нагрузки транзистора сумму сопротивлений $R_н$ и $R_э$. Но обычно $R_э \ll R_н$ и влиянием величины $R_н$ на передачу $\beta_д$ можно пренебречь.

Из (68) находим передачу усилительного элемента K:

$$K = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\beta_д}{R_0}, \qquad (69)$$

где

$$R_0 = R_т + R_э. \qquad (70)$$

Зная передачу K и $\beta_с$, можно вычислить передачу $K_с$ и глубину обратной связи. Но рассматриваемая схема настолько проста, что не представляет труда определить ее параметры $K_с$ и F, не прибегая к раздельному определению передач K и $\beta_с$.

Действительно, входное сопротивление этого усилителя с обратной связью определяется формулой

$$R_{вх\ с} = R_т + R_э(\beta_д + 1). \qquad (71)$$

Отсюда передача $K_с$ равна:

$$K_с = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1 R_{вх.с}} = \frac{\beta_д}{R_т + R_э(\beta_д + 1)}. \qquad (72)$$

Возвратную разность можно найти как отношение сопротивления $R_{вх.с}$ к R_0:

$$F = \frac{R_{вх.с}}{R_0} = \frac{r_б + r_э(\beta_д + 1) + R_э(\beta_д + 1)}{r_б + r_э(\beta_д + 1) + R_э}. \qquad (73)$$

Обратная связь будет глубокой, если величина $R_{вх.с}$ значительно отличается от R_0, т. е. при

$$R_э(\beta_д + 1) \gg r_б + r_э(\beta_д + 1).$$

Но в правой части неравенства имеем величину входного сопротивления транзистора в схеме ОЭ:

$$R_{вх.э} = r_б + r_э(\beta_д + 1) \approx r_{э.д}(\beta_д + 1),$$

где $r_{э\ д}$ — диффузионное сопротивление эмиттерного перехода.

С учетом последней формулы условие глубокой ООС приобретает вид:

$$R_э \gg r_{ю.д} = \frac{26\,(ом \cdot ма)}{I_э\,(ма)}. \quad (74)$$

Если транзистор работает в типовом усилительном режиме, то ООС можно считать глубокой, начиная со значения $R_э = 100$ *ом*.

Пример 1. На рис. 18 изображена часть схемы УНЧ радиолы «Мрія». **Исследовать** возможность применения приближенной формулы для определения коэффициента передачи каскада на транзисторе T_6 и вычислить коэффициент передачи по приближенной формуле.

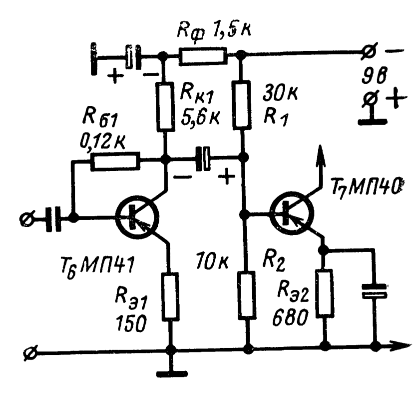


Рис. 18. Каскад УНЧ радиолы «Мрія».

Решение. Принимая $r_{э\,д} = 26$ *ом*, находим, что для рассматриваемой схемы выполняется условие (74)

$$150 = R_э \gg r_{э\,д} = 26.$$

Поэтому при вычислении передачи каскада K_c можно воспользоваться приближенной формулой:

$$K_c \approx \frac{1}{R_ю} = \frac{1}{150} = 6{,}67 \cdot 10^{-3}\ сим.$$

Пример 2. Для того же каскада, что и в предыдущей задаче, определить глубину обратной связи и проводимость передачи по «точным» формулам.

Решение. Каскад нагружен на соединенные параллельно входное сопротивление транзистора T_7, сопротивление $R_{к1} = 5{,}6$ *ком* и сопротивления делителя R_1, R_2. Найдем эквивалентное сопротивление нагрузки.

Легко видеть, что делитель напряжения в цепи базы транзистора T_7 обеспечивает на базе напряжение около 2,25 *в* по отношению к «земле». Это напряжение, за вычетом 0,2—0,3 *в*, падающих на эмиттерном переходе транзистора T_7, приложено к сопротивлению $R_{э2}$ и создает в последнем ток $I_{э2} \approx 2/680 \approx 3$ *ма*.

По справочнику для транзистора типа МП40 $\beta = 28$, $r'_б = 220$ *ом*. Входное сопротивление этого транзистора равно:

$$R_{вх.э} = r'_б + \frac{26}{I_{э2}}(\beta_д + 1) \approx 220 + \frac{26}{3}(28 + 1) \approx 470\ ом.$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора T_6 будет меньше этой величины. Соответственно для транзистора T_6 имеем $h_{22э}R_н \ll 1$ и динамический коэффициент усиления можно считать равным статическому: $\beta_д = \beta$.

По справочнику для транзистора МП41 $\beta=40$; $r'_б=220$ *ом.* Определим ток коллектора T_6

$$I_к=\frac{E}{R_{к1}+R_ф+(R_{б1}/\beta_1)}=\frac{9}{5,6+1,5+(120/40)}=0,9\approx 1 \text{ ма}.$$

Входное сопротивление каскада

$$R_{вх.с}=r'_б+\frac{26}{I_э}(\beta_д+1)+R_э(\beta_д+1)=$$

$$=220+\frac{26}{1}(40+1)+150(40+1)=7\,450 \text{ ом}.$$

Приняв в предыдущей формуле $R_э\beta_д=0$, найдем входное сопротивление усилительного элемента: $R_0=1\,300$ *ом.*

Возвратная разность

$$F=\frac{R_{вх.с}}{R_0}=\frac{7\,450}{1\,300}=5,73.$$

Проводимость передачи каскада

$$K_c=\frac{\beta_д}{R_{вх.с}}=\frac{40}{7\,450}=5,36\cdot 10^{-3} \text{ сим}.$$

Схема является примером правильного применения обратной связи. Действительно, при выбранной величине сопротивления $R_{э1}$ обеспечивается вполне удовлетворительная для радиовещательной аппаратуры стабильность коэффициента передачи при сравнительно высокой крутизне (проводимости передачи) каскада.

Источником усиливаемого напряжения служит детекторный каскад или звукосниматель, которые подключаются к рассматриваемому каскаду через эмиттерный повторитель.

К выходу каскада подключен трансформаторный фазоинверсный каскад на транзисторе T_7, за которым следует двухтактный выходной каскад. Фазоинверсный и выходной каскады охвачены параллельной ООС по напряжению. (Эта цепь ООС на рис. 18 не показана.)

Таким образом, каскад на транзисторе T_6 обеспечивает стабильную передачу вида «напряжение — ток», а два последующих каскада — стабильную передачу вида «ток — напряжение».

Чтобы увеличить ту часть коллекторного тока транзистора T_6, которая поступает на вход фазоинверсного каскада, желательно иметь входное сопротивление каскада возможно меньшим по сравнению с $R_{к1}$. С этой целью сопротивление $R_{э2}$ в цепи эмиттера T_7 зашунтировано емкостью. Кроме того, входное сопротивление фазоинверсного каскада уменьшается благодаря наличию цепи параллельной ООС.

Пример 3. Сравнить найденные в предыдущих примерах значения передачи каскада K_c и определить погрешность расчета по приближенной формуле.

Решение. По точной формуле была получена величина проводимости каскада $K_c=5,36$ *мсим*, а по приближенной — $K_c=K_{сп}=6,67$ *мсим.*

Относительную погрешность расчета, выраженную в процентах, определяем по формуле

$$\delta_п = \frac{K_{сп} - K_с}{K_с} = \frac{6,67 - 5,36}{5,36} \cdot 100 \approx 24\%.$$

Относительную погрешность, выраженную в децибелах, определяем по формуле

$$\delta_п = 20 \lg \frac{K_{сп}}{K_с} = 20 \lg \frac{6,67}{5,36} \approx 1,9 \text{ дб}.$$

17. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Сопротивлением нагрузки транзистора по переменной составляющей в схеме на рис. 19 является сопротивление $R_н$, эквивалентное сопротивлениям $R_к$ и $R'_н$, соединенным параллельно. Ток коллектора создает на этом сопротивлении напряжение $\dot{U}_2$, фаза которого отличается на 180° от фазы напряжения $\dot{U}_1$. Под действием напряжения $\dot{U}_2$ (точнее — под действием разности напряжений $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_1$)

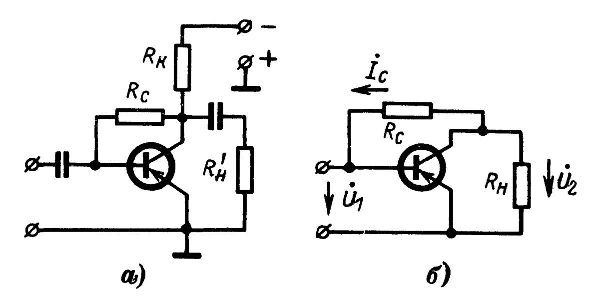


Рис. 19. Усилитель с параллельной связью по напряжению.
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

в сопротивлении $R_с$ возникает ток обратной связи $\dot{I}_с$, который во входной цепи транзистора складывается со входным током каскада $\dot{I}_1$. Поскольку напряжение $\dot{U}_2$ находится в противофазе с напряжением $\dot{U}_1$, то и обусловленный этим напряжением ток обратной связи $\dot{I}_с$ будет в противофазе со входным током каскада $\dot{I}_1$.

При закорачивании эквивалентного сопротивления нагрузки напряжение U_2 обращается в нуль. То же происходит и с током обратной связи (т. е. с той частью тока $\dot{I}_с$, которая обусловлена напряжением U_2).

Наконец, источник входного сигнала и сигнала обратной связи по отношению ко входным зажимам транзистора соединены параллельно. Таким образом, в схеме существует *параллельная ООС по напряжению.*

Передача β_c для этой схемы имеет размерность проводимости и численно равна величине, на которую необходимо умножить выходное напряжение каскада, чтобы получить сигнал (ток) обратной связи во входной цепи каскада.

Передачи K и K_c имеют размерность сопротивления и служат для перехода от входного тока каскада $\dot{I}_1$ к выходному напряжению

Определение передачи K осуществим с помощью эквивалентной схемы усилительного элемента, показанной на рис 20,*а*. Эта схема получена из схемы рис 19,*б* в результате двух операций.

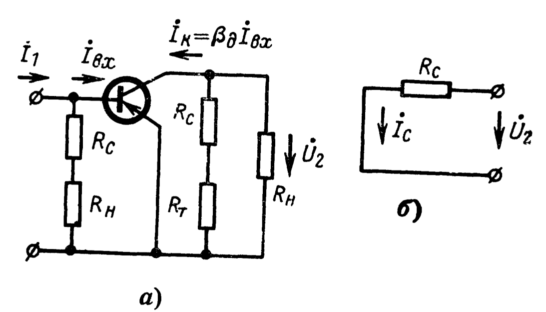


Рис. 20. Эквивалентные схемы для определения передач β_c и K

1 Подключения параллельно входным зажимам усилительного прибора (транзистора) пассивной цепи R_c, $R_н$, которая окажется подключенной параллельно входу транзистора в схеме на рис. 19,*б* при $\beta_д=0$

2. Подключения параллельно выходным зажимам транзистора пассивной цепи R_c, $R_т$, которая окажется подключенной параллельно выходным зажимам транзистора в схеме на рис. 19,*б*, если принять $\beta_д=0$.

В обоих случаях считаем, что обращение в нуль величины $\beta_д$ не приводит к изменению величины входного сопротивления транзистора $R_т$ и выходного сопротивления транзистора $R_{вых\,э}$.

Для полученной схемы

$$\dot{U}_2=\dot{I}_1\frac{R_c+R_н}{R_c+R_н+R_т}\beta_д R_{н.э}(-1),$$

откуда

$$K=\frac{U_2}{\dot{I}_1}=-\frac{R_c+R_н}{R_c+R_н+R_т}\beta_д R_{н\,э}, \qquad (75)$$

где $R_т$ — входное сопротивление транзистора,
$R_{н\,э}=[R_н\|(R_c+R_т)]$ — эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора в схеме на рис. 20,*а*

Первый сомножитель в правой части формулы характеризует распределение тока $\dot{I}_1$ между входным сопротивлением транзистора и пассивной цепью, которая шунтирует вход усилительного элемента.

Передачу β_c найдем из эквивалентной схемы на рис. 20,*б* как отношение тока обратной связи к выходному напряжению усилителя:

$$\beta_c = \frac{\dot{I}_c}{\dot{U}_2} = \frac{1}{R_c}. \qquad (76)$$

Входная проводимость усилителя определяется формулой

$$Y_{вх\ c} = Y_0 F, \qquad (77)$$

где Y_0 — входная проводимость усилительного элемента в эквивалентной схеме на рис. 20,*а* (т е. усилителя без ОС):

$$Y_0 = \frac{1}{R_т} + \frac{1}{R_c + R_н}. \qquad (78)$$

Из (75) и (76) находим петлевое усиление схемы:

$$\beta_c K = -\frac{\beta_д R_{н.э}}{R_c + R_т} \approx -\beta_д \frac{R_{н.э}}{R_c}.$$

Обратная связь будет глубокой при

$$\beta_д R_н \gg R_c. \qquad (79)$$

В этом случае передача каскада численно равна величине сопротивления R_c:

$$K_c \approx -\frac{1}{|\beta_c|} = -R_c.$$

К сожалению, реализация условия (79) в схеме на рис 19,*а* не всегда возможна. Действительно, величину сопротивления R_c в этой схеме определяют исходя из выбранной рабочей точки транзистора по формуле

$$R_c = \frac{U_{к.б}}{I_к}\beta,$$

что при $U_{к\ б} = 1$ *в* и $I_к = 1$ *ма* дает:

$$R_c = 10^3\,\beta,\ ом.$$

Подставляя это значение в формулу (79), получаем:

$$\beta_д R_н \gg 10^3\,\beta\ \ ом,$$

откуда

$$R_н \gg 1\ ком$$

Таким образом, рассматриваемая схема ОС эффективна только при достаточно большом эквивалентном сопротивлении нагрузки каскада

Пример. На рис. 21 изображен первый каскад усилителя промежуточной частоты приемника «Ласточка-2», выполненный на транзисторе типа П402. Определить глубину обратной связи и сопротивление передачи каскада на рабочей частоте каскада ($f = 465$ *кгц*).

Решение. Проверим возможность применения формул, полученных на основании «низкочастотной» эквивалентной схемы транзистора, для расчета на частоте $f=465$ *кгц*.

С этой целью определим граничную частоту усиления по току в схеме с общей базой f_{α}.

$$f_{\alpha}=f^2_{\text{макс}}\, 30 r'_{б} C_{к},$$

где f_{α} получается в мегагерцах, если величина $f_{\text{макс}}$ взята в тысячах мегагерц, $r'_{б}$ — в омах и $C_{к}$ — в пикофарадах. (Здесь $f_{\text{макс}}$ — максимальная частота генерации.)

По справочнику для транзистора П402 $f_{\text{макс}}=60$ *Мгц*; $r'_{б}C_{к}=1\,000$ *пф·ом*; $\beta=16\div300$; $\beta=\sqrt{16\cdot300}\approx70$. По вышеприведенной формуле $f_{\alpha}=108$ *Мгц*.

Теперь можно определить граничную частоту усиления по току в схеме с общим эмиттером f_{β} по приближенной формуле

$$f_{\beta}\approx\frac{f_{\alpha}}{\beta+1}=\frac{108}{70+1}\approx1{,}5\ \textit{Мгц}.$$

Полученная величина f_{β} в 3 раза превышает заданную для расчета частоту. Поэтому можно вести расчет по «низкочастотным» формулам.

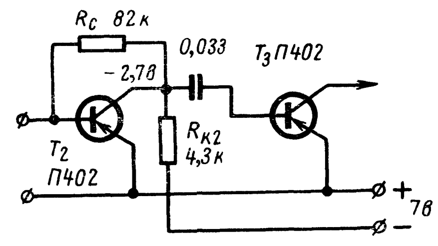


Рис. 21. Каскад УПЧ приемника «Ласточка-2».

Ток коллектора транзистора T_2 равен 1 *ма* (на сопротивлении $R_{к2}=4{,}3$ *ком* падение напряжения составляет 4,3 *в*).

Эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора T_2 составляет примерно 1,6 *ком* (параллельное соединение сопротивления $R_{к2}$, $R_{с}$ и входного сопротивления транзистора T_3). Поэтому можно принять $\beta_{д}=\beta=70$.

Входное сопротивление транзистора T_2:

$$R_{т}=r'_{б}+\frac{26}{I_{э}}(\beta+1)=100+\frac{26}{1}(70+1)\approx2\ \textit{ком}.$$

Передачу усилительного элемента определим по формуле (75):

$$K=\frac{\dot U_2}{\dot I_1}\approx-\frac{R_{с}}{R_{с}+R_{т}}\beta_{д}R_{н.э}=-\frac{82}{82+2}\cdot70\cdot1{,}6=-110\ \textit{ком}.$$

Передача $\beta_{с}$ по формуле (76):

$$\beta_{с}=\frac{1}{R_{с}}=\frac{1}{82\cdot10^3}=0{,}0122\ \textit{мсим}$$

Передача усилителя

$$K_c = \frac{K}{1-\beta_c K} = \frac{-110}{1-0{,}0122\cdot 10^{-3}(-110)\cdot 10^3} = 47 \text{ ком.}$$

Глубина обратной связи

$$F = 1 - \beta_c K = 2{,}34,$$

или

$$F = 20 \lg 2{,}34 \approx 7{,}4 \text{ дб.}$$

Обратная связь сравнительно мала.

В данном случае выбор схемы каскада объясняется не столько желанием иметь ООС на частоте сигнала, сколько необходимостью обеспечить требуемый режим транзистора по постоянному току. В рассматриваемой схеме задача решается путем включения одного-единственного сопротивления между коллектором и базой. (Схема с делителем напряжения в цепи базы потребовала бы введения еще трех дополнительных элементов: двух резисторов и конденсатора.)

Поскольку сопротивление нагрузки транзистора по постоянной составляющей значительно больше, чем по переменной, то и ООС по постоянной составляющей будет больше, чем по переменной, т. е. схема обеспечивает не только установку, но и стабилизацию рабочей точки.

18. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

На рис. 22,*а* изображен двухкаскадный усилитель на транзисторах, включенных по схеме ОЭ. Через сопротивление R_c часть выходного напряжения усилителя передается обратно во входную цепь. Как известно, выходное напряжение каскада ОЭ отличается по фазе от входного на 180°. Двухкаскадный усилитель ОЭ изменяет фазу усиливаемого напряжения на 360°. Поэтому, включив, например, сопротивление обратной связи R_c между коллектором T_2 и базой T_1, мы получили бы усилитель с положительной обратной связью. (Напряжение на сопротивлении нагрузки транзистора T_2 совпадает по фазе с входным напряжением усилителя, и часть этого напряжения передавалась бы через сопротивление R_c снова на вход без изменения фазы.)

Чтобы получить не положительную, а отрицательную обратную связь, сигнал обратной связи следует ввести не в цепь базы, а в цепь эмиттера, как это и сделано в схеме на рис. 22,*а*. Падение напряжения, создаваемое на сопротивлении $R_{э1}$ током обратной связи, совпадает по фазе со входным напряжением усилителя (если рассматривать оба напряжения относительно «земли»). Относительно же входных зажимов усилительного прибора (транзистора T_1) оба эти напряжения включены последовательно и находятся в противофазе.

Если закоротить сопротивление нагрузки усилителя $R'_н$, то выходное напряжение усилителя обращается в нуль. То же происходит и с сигналом обратной связи. Таким образом, в схеме имеет место *последовательная ООС по напряжению.*

Особенностью схемы является отсутствие разделительной емкости между коллектором T_1 и базой T_2. При заданном сопротивлении $R_{э1}$ требуемый ток эмиттера первого транзистора обеспечивают путем выбора сопротивлений делителя R_1 и R_2. Тогда напряжение на коллекторе T_1 будет зависеть практически только от сопротивления $R_{к1}$, а ток эмиттера второго транзистора — от сопротивления

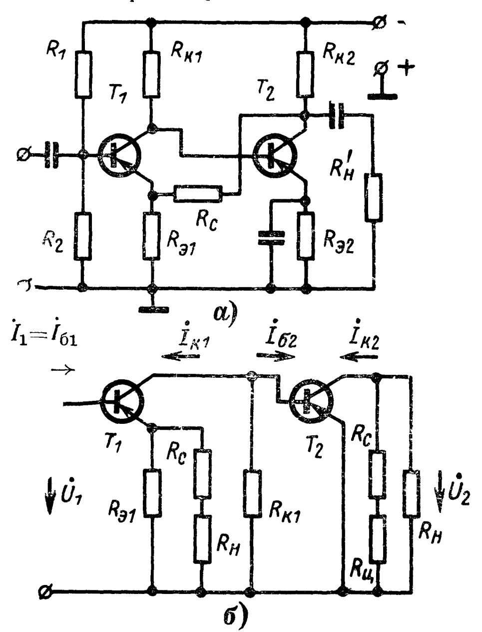


Рис. 22. Усилитель с последовательной ООС по напряжению.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема усилительного элемента

$R_{э2}$. Последнее обычно шунтируют емкостью, чтобы устранить местную связь по току во втором каскаде и тем самым увеличить коэффициент передачи усилительного элемента.

Гальваническая связь между каскадами и отсутствие разделительной емкости в цепи ОС обеспечивают обратную связь не только по переменной, но и по постоянной составляющей напряжения. В результате стабилизируется режим транзисторов по постоянному току.

В случае последовательной связи по напряжению передачи K, β_c и K_c представляют собой коэффициенты передачи напряжения и являются безразмерными величинами.

Передачу β_c находим, рассматривая цепь обратной связи, изображенную на рис. 23,*а*:

$$\beta_c = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_2} = -\frac{R_{э1}}{R_{э1} + R_c}. \quad (80)$$

Появление знака „минус“ в этой формуле связано с тем, что положительное направление напряжения U_β выбрано противоположным положительному направлению напряжения U_2 и тока $\dot{I}_c$ в цепи ОС.

Выбор положительного направления $\dot{U}_\beta$ объясняется на рис. 23,*б*. При выводе основной формулы мы считаем, что сигнал $S_{вх}$ равен сумме сигналов S_1 и S_β. В данном случае сигналами являются напряжения, и равенство

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 + \dot{U}_\beta$$

будет иметь место только при таком направлении $\dot{U}_\beta$, как на рис. 23,*б*.

Для определения передачи K преобразуем эквивалентную схему усилителя (рис. 22,*а*) в схему усилительного элемента, для чего:

1) оборвем цепь ОС (ветвь с сопротивлением R_c);

2) между эмиттером транзистора T_1 и «землей» эквивалентной схемы усилительного элемента включим такую же пассивную цепь,

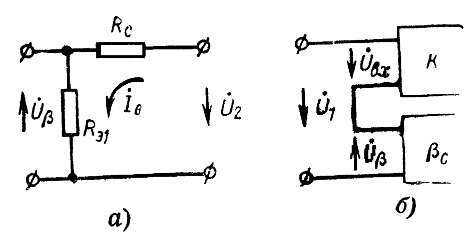


Рис. 23. Схема цепи обратной связи (*а*) и схема к выбору положительного направления напряжения обратной связи (*б*).

какая окажется включенной между упомянутыми точками в эквивалентной схеме усилителя при $\beta_{2д}=0$;

3) параллельно выходным зажимам транзистора T_2 включим в схеме усилительного элемента такую же пассивную цепь, какая окажется включенной параллельно упомянутым зажимам в схеме усилителя при $\beta_{2д}=0$.

В результате будет получена расчетная эквивалентная схема усилительного элемента, изображенная на рис. 22,*б* где $R_ц=R_{э1}$.

Выходное напряжение усилительного элемента связано со входным зависимостью

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{1}{R_0} \beta_{1д} \frac{R_{к1}}{R_{к1} + R_{т2}} (-1)\, \beta_{2д} (-1)\, R_{н.э}, \tag{81}$$

где $R_0=R_{т1}+[R_{э1} \| (R_c+R_н)](\beta_{1д}+1)$ — входное сопротивление усилительного элемента;

$R_{т2}$ — входное сопротивление транзистора T_2;

$R_{н\,э}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора T_2:

$$R_{н.э}=[R_н \| R_c + R_ц)];$$

$$R_н= (R'_н \| R_{к2}).$$

Формула (81) получена путем мысленного прохождения по эквивалентной схеме усилительного элемента от ее входных до выходных зажимов. Первый сомножитель после $\dot{U}_1$ в правой части формулы (81) служит для перехода от входного напряжения к входному току транзистора T_1. Второй множитель дает ток коллектора T_1, третий и четвертый — ток базы T_2, пятый — ток коллектора, шестой и седьмой — выходное напряжение.

Из (81) находим передачу усилительного элемента:

$$K=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=\frac{\beta_{д1}}{R_0}\frac{R_{к1}}{R_{к1}+R_{т2}}\beta_{д2}R_{н.э}. \qquad (82)$$

Передачу $K_с$ можно вычислить с помощью основной формулы, а входное сопротивление усилителя — по формуле

$$R_{вх.с}=R_0F, \qquad (83)$$

где

$$R_0=R_{т1}+[R_{э1}||(R_с+R_н)](\beta_{1д}+1). \qquad (84)$$

Обратим внимание читателя на следующее обстоятельство. Передача $\beta_с$ определяется только отношением сопротивления $R_{э1}$ к сумме $(R_{э1}+R_с)$. Поэтому, казалось бы, при заданной величине передачи $\beta_с$ величина $R_{э1}$ может быть выбрана совершенно произвольно. Но, как следует из (82) и (84), от величины $R_{э1}$ сильно зависит входное сопротивление и передача усилительного элемента K.

При одновременном увеличении $R_{э1}$ и $R_с$ (и неизменной передаче $\beta_с$) передача K уменьшается, и глубина обратной связи также уменьшается.

Следовательно, при *заданной передаче* $\beta_с$ *обратная связь тем глубже, чем меньше сопротивление* $R_{э1}$.

Пример 1. Определить возвратную разность, коэффициент передачи напряжения и входное сопротивление усилителя на рис. 22, если он выполнен на транзисторах типа МП40, причем $R_{э1}=100$ *ом*, $R_{к1}=7$ *ком*, $R_с=7$ *ком*. Нагрузкой усилителя служит сопротивление $R_{к2}=2{,}5$ *ком*, а рабочая точка каждого транзистора выбрана при $I_к=1$ *ма* и $U_{к\,э}=-5$ *в*.

Решение. Для заданной рабочей точки по справочнику находим: $\beta=28$, $r'_б=220$ *ом*. Принимая $\beta_{1д}=\beta_{2д}=\beta$, вычислим входное сопротивление транзистора: $R_{т1}=R_{т2}=1$ *ком*.

По формулам (84), (82) и (80) определяем соответственно входное сопротивление усилительного элемента, передачу K и передачу $\beta_с$, приняв $[R_{э1}||(R_с+R_н)]\approx R_{э1}$:

$$R_0=R_{т1}+[R_{э1}\,||\,(R_с+R_н)](\beta_{1д}+1)=$$
$$=1+0{,}1\,(28+1)=3{,}9 \text{ ком};$$

$$K=\frac{\beta_{1д}}{R_0}\frac{R_{к1}}{R_{к1}+R_{т2}}\beta_{2д}R_{н.э}=\frac{28\cdot7\cdot28\cdot1{,}84}{3{,}9\,(7+1)}\approx320;$$

$$\beta_с=-\frac{R_{э1}}{R_{э1}+R_с}=\frac{-100}{100+7\cdot10^3}=-14{,}1\cdot10^{-3};$$

$$F=1-\beta_сK=1-(-14{,}1\cdot10^{-3})\cdot320=5{,}5;$$

$$K_с=\frac{K}{F}=\frac{320}{5{,}5}=58.$$

Входное сопротивление усилителя (без учета сопротивлений делителя R_1, R_2):

$$R_{вх.с}=R_0F=3{,}9\cdot5{,}5=21{,}4 \ ком.$$

Пример 2. Определить глубину обратной связи и коэффициент передачи напряжения для усилителя, изображенного на рис. 24 (предоконечный и оконечный каскады приемника «Алмаз»).

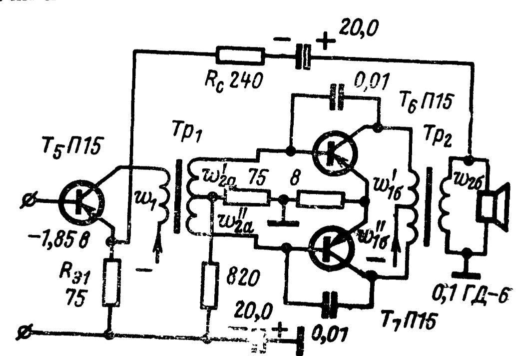


Рис. 24. Предоконечный и выходной каскады УНЧ приемника «Алмаз».

Числа витков обмоток трансформаторов следующие. $w_{1а}=2\,500$ витков, $w'_{2а}=w''_{2а}=350$ витков, $w'_{1б}=w''_{1б}=450$ витков и $w_{2б}=120$ витков.

Решение. Заданная схема отличается от основной, рассмотренной в начале параграфа, только наличием трансформаторной связи между первым и вторым каскадами, а также трансформаторным включением нагрузки.

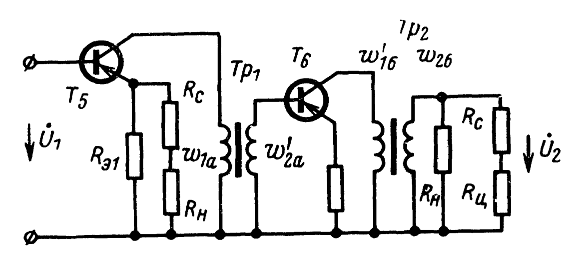


Рис. 25. Эквивалентная схема усилительного элемента УНЧ приемника «Алмаз».

Эквивалентную схему усилительного элемента (рис. 25) получаем с помощью уже известных операций: сохранив во входной цепи усилителя элементы цепи ОС и подключив элементы этой же цепи параллельно нагрузке.

В отличие от принципиальной, эквивалентная схема содержит в выходном каскаде не два транзистора, а один. Причина в том,

что транзисторы выходного каскада работают в режиме AB (практически, в течение одной половины периода работает один транзистор, а в течение другой половины — другой). На эквивалентной схеме вместо двух транзисторов допустимо показать один и считать, что он усиливает обе полуволны сигнала (положительную и отрицательную).

Проследив путь сигнала в эквивалентной схеме усилительного элемента, можно выразить выходное напряжение $\dot{U}_2$ через входное $\dot{U}_1$:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \frac{1}{R_0} \beta_{1д} n'_а (-1) \beta_{2д} n'_б (-1) R_{н.э}, \qquad (85)$$

где

$$n'_а = \frac{w_{1а}}{w'_{2а}}; \quad n'_б = \frac{w'_{1б}}{w_{2б}},$$

а остальные величины имеют тот же смысл, что и в формуле (81).

Существенно, что входной ток усилительного элемента усиливается в этой схеме не только транзисторами T_1 и T_2, но и увеличивается в $n'_а$ и $n'_б$ раз в результате прохождения через трансформаторы.

В нашем случае $n'_а=7{,}1$; $n'_б=3{,}75$; $R_{э1}=75$ *ом*; $R_с=240$ *ом*; $R_н=10$ *ом* (сопротивление громкоговорителя 0,1 ГД-6).

Ток коллектора транзистора T_5 найдем по известному напряжению «эмиттер-земля»: $I_к \approx 1{,}85/900 \approx 2$ *ма*.

При таком токе входное сопротивление транзистора $R_{т5}$ (по формулам, приведенным в § 5 и 6) составляет примерно 750 *ом*.

Приняв входное сопротивление одного плеча двухтактного каскада $R_{вх}$ равным 200 *ом* (типичное значение для подобных схем), вычислим сопротивление нагрузки транзистора T_5:

$$R_{н5} = (n'_а)^2 R_{вх} = (7{,}1)^2 \cdot 200 \approx 10 \text{ ком};$$

$$\beta_{1д} = \frac{\beta}{1 + h_{22э} R_{н5}} = \frac{42}{1 + 0{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3} = 21;$$

$$\beta_{2д} \approx \beta = 42;$$

$$R_0 = R_{т5} + [R_{э1} \parallel (R_с + R_н)] (\beta_{1д} + 1) = 750 + 57 (21 + 1) \approx 2 \text{ ком}.$$

Из (85) находим передачу K:

$$K = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{R_0} \beta_{1д} n'_а \beta_{2д} n'_б R_{н.э} = \frac{1}{2 \cdot 10^3} 21 \cdot 7{,}1 \cdot 42 \cdot 3{,}75 \cdot 10 = 117.$$

Схема цепи обратной связи не отличается от изображенной на рис. 23. Передачу $\beta_с$ найдем по формуле (80):

$$\beta_с = \frac{-R_{э1}}{R_{э1} + R_с} = \frac{-75}{75 + 240} = -0{,}238.$$

Возвратная разность

$$F = 1 - \beta_с K = 1 - (-0{,}238)\, 117 = 28{,}8$$

или в децибелах:

$$20 \lg 28{,}8 = 29{,}2 \text{ дб}.$$

Коэффициент усиления напряжения усилителем:

$$K_c = \frac{K}{F} = \frac{117}{28,8} = 4,06.$$

Как и следовало ожидать при такой глубокой ООС, мы получили:

$$K_c \approx \frac{1}{|\beta_c|}.$$

Входное сопротивление усилителя:

$$R_{\text{вх.с}} = R_0 F = 2 \cdot 28,8 = 57,6 \text{ ком}.$$

Пример 3. Определить глубину обратной связи и коэффициент передачи напряжения усилителя, изображенного на рис. 26 (предоконечный и выходной каскады УНЧ приемника «Аусма»).

Решение. Усилитель охвачен последовательной ООС по напряжению. Отличие от основной схемы, рассмотренной в начале

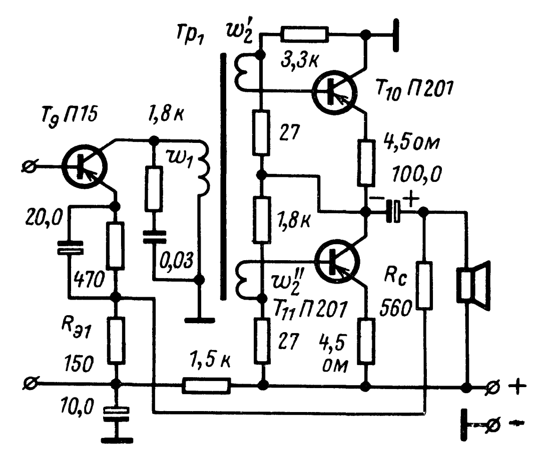


Рис. 26. Предоконечный и выходной каскады **приемника «Аусма».**

параграфа, заключается в трансформаторной связи между каскадами ($w_1 = 1\,200$ витков; $w'_2 = w''_2 = 200$ витков, $n' = w_1/w'_2 = 6$).

Второй особенностью усилителя является выполнение выходного каскада по бестрансформаторной двухтактной схеме.

Эквивалентная схема усилительного элемента изображена на рис. 27. Хотя выходной каскад фактически выполнен на двух транзисторах, эквивалентная схема содержит не два транзистора, а только один. Действительно, каждый из транзисторов T_{10} и T_{11} работает (пропускает ток) только в течение одной половины периода, обеспечивая усиление «своей» полуволны тока в $\beta_{2д}$ раз. Таким образом, оба транзистора обеспечивают усиление входного

тока каскада в $\beta_{2д}$ раз, и чтобы отразить это усиление в эквивалентной схеме, достаточно ввести в нее один транзистор, усиливающий входной ток в $\beta_{2д}$ раз.

Параметры транзистора T_9 принимаем такими же, как и в предыдущей задаче: $\beta_{1д}=22$; $R_{т1}=750$ *ом*; для T_{10} по справочнику $\beta_{2д}=\beta_2=30$.

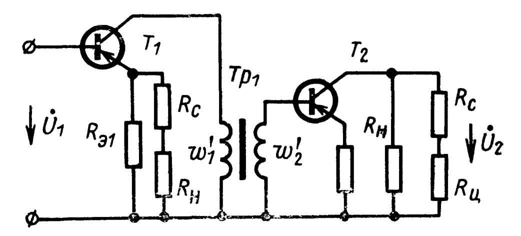


Рис 27. Эквивалентная схема усилительного элемента приемника «Аусма».

Входное сопротивление усилительного элемента:

$$R_0 = R_{т1} + [R_{э1} \parallel (R_c + R_н)] (\beta_{1д} + 1) = \\ = 750 + 118 (22 + 1) \approx 3{,}5 \text{ ком.}$$

Передача усилительного элемента (усиление напряжения) по формуле (82)

$$K = \frac{1}{R_0} \beta_{1д} n' \beta_{2д} R_{н.э} = \frac{1}{3{,}5 \cdot 10^3} 22 \cdot 6 \cdot 30 \cdot 6{,}5 = 7{,}35.$$

Шунтирующее действие цепи RC, включенной параллельно первичной обмотке трансформатора, не учитываем, так как оно начинает сказываться только на верхних частотах звукового диапазона.

Передача цепи обратной связи:

$$\beta_c = \frac{-R_{э1}}{R_{э1} + R_c} = \frac{-150}{150 + 560} = -0{,}212.$$

Возвратная разность:

$$F = 1 - \beta_c K = 1 - (-0{,}212)\, 7{,}35 = 2{,}56.$$

Передача усилителя

$$K_c = \frac{K}{F} = \frac{7{,}35}{2{,}56} = 2{,}87.$$

Отсутствие второго трансформатора по сравнению со схемой на рис. 24 заметно отразилось на усилении усилительного элемента и глубине обратной связи при одинаковых примерно параметрах цепи ОС.

19. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

На рис. 28 изображен двухкаскадный усилитель с параллельной ООС по току на транзисторах, включенных по схеме ОЭ. Входной ток (ток базы транзистора T_1) усиливается первым транзистором в $\beta_{1д}$ раз. Напряжение на коллекторе этого транзистора отличается по фазе на 180° от напряжения на его входных зажимах.

Напряжение на сопротивлении $R_э$ в цепи эмиттера транзистора T_2 совпадает по фазе с напряжением на входных зажимах этого транзистора, (т. е. находится в противофазе с входным напряжением $\dot{U}_1$ и входным током $\dot{I}_1$ всего усилителя). Под действием напряжения на сопротивлении $R_э$ (точнее под действием разности напряжений $\dot{U}_{Rэ}$ и $\dot{U}_1$) в сопротивлении R_c и в цепи базы T_1 появляется ток $\dot{I}_c$, который в рассматриваемом случае и является сигналом обратной связи.

Напряжение на сопротивлении $R_э$ создается суммой базового и коллекторного токов транзистора T_2. При закорачивании сопротивления нагрузки этого транзистора ток коллектора продолжает проходить по сопротивлению $R_э$ и создает на нем напряжение. Сохраняется и ток в сопротивлении R_c. Источник усиливаемого сигнала, вход усилительного элемента и выход цепи обратной связи соединены параллельно. Следовательно, в схеме имеет место *параллельная ООС по току.*

Рис. 28. Усилитель с параллельной связью по току.
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

Для определения передачи K преобразуем эквивалентную схему усилителя (рис. 28,*б*) в эквивалентную схему усилительного элемента (рис. 29,*а*), для чего:

1) оборвем цепь обратной связи (ветвь R_c);

2) параллельно входным зажимам T_1 в схеме усилительного элемента подключим пассивную цепь, сопротивление которой равно сопротивлению, включенному параллельно аналогичным зажимам в схеме усилителя на рис 28,*б* при $\beta_{1д}=0$.

Сопротивление этой цепи равно:

$$R_c + R_д = R_c + [R_э \parallel (R_{т2} + R_{к1})(1-\alpha)] \approx R_c + R_э. \quad (86)$$

Соответственно входная проводимость усилительного элемента (и усилителя без обратной связи)

$$Y_э = \frac{1}{R_{т1}} + \frac{1}{R_c + R_д}$$

3. Между эмиттером T_2 и «землей» в схеме усилительного элемента включим пассивную цепь, сопротивление которой равно сопротивлению, включенному между аналогичными точками в эквивалентной схеме усилителя при $\beta_{1д}=0$.

В результате будет получена схема усилительного элемента, показанная на рис. 29, где

$$R_ц=R_c+R_{т1}.$$

Для этой схемы при заданном входном токе $\dot{I}_1$ выходной ток равен:

$$\dot{I}_2=\dot{I}_1\frac{R_c+R_д}{R_c+R_д+R_{т1}}\beta_{1д}\frac{R_{к1}}{R_{к1}+R_{вх2}}(-1)\beta_{2д}, \qquad (87)$$

где $R_{т1}$ и $R_{т2}$ — входные сопротивления транзисторов T_1 и T_2 соответственно;

$$R_д=R_э\|(R_{т2}+R_{к1})(1-\alpha);$$

$R_{вх2}$ — входное сопротивление второго каскада:

$$R_{вх2}=R_{т2}+[R_э\|(R_c+R_{т1})](\beta_{2д}+1). \qquad (88)$$

Напомним, что первый множитель после $\dot{I}_1$ в правой части формулы (87) характеризует распределение входного тока между цепью ОС и базой транзистора, а формула получена путем мысленного прохождения по схеме от ее входных до выходных зажимов.

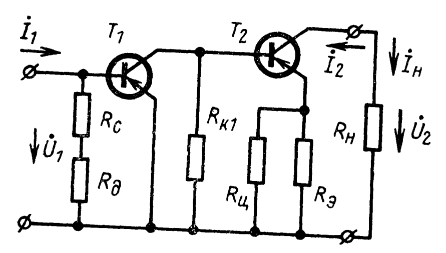


Рис. 29. Эквивалентная схема усилительного элемента усилителя с параллельной связью по току.

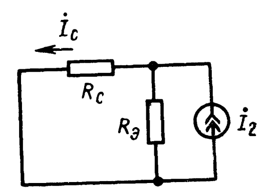


Рис. 30. К определению передачи β_c схемы с параллельной связью по току.

Из (87) находим передачу усилительного элемента (коэффициент усиления тока):

$$K=\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}=\frac{R_c+R_д}{R_c+R_д+R_{т1}}\beta_{1д}\frac{R_{к1}}{R_{к1}+R_{вх2}}(-1)\beta_{2д}. \qquad (89)$$

Передачу цепи ОС найдем из эквивалентной схемы на рис. 30. Здесь ко входу цепи β_c подключен генератор тока $\dot{I}_2$, а выход цепи

замкнут накоротко. Ток $\dot{I}_c$ в ветви R_c является искомым током обратной связи.

Из схемы на рис. 30

$$\beta_c = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_2} = \frac{G_c}{G_c + G_э} = \frac{R_э}{R_э + R_c}, \qquad (90)$$

где

$$G_c = \frac{1}{R_c};\ G_э = \frac{1}{R_э}.$$

Заметим, что при заданной передаче β_c обратная связь будет тем глубже, чем меньше сопротивление $R_э$. (При увеличении $R_э$ уменьшается входной ток второго транзистора и соответственно передача K.) Таким образом, в *рассматриваемой схеме для увеличения глубины ООС при заданных параметрах транзисторов необходимо уменьшать величину* $R_э$.

Входное сопротивление усилителя определяется формулой

$$R_{вх.с} = \frac{R_0}{F} \qquad (91)$$

или

$$G_{вх.с} = G_0 F, \qquad (92)$$

где $G_{вх.с}$ — входная проводимость усилителя;

G_0 — входная проводимость усилительного элемента.

Пример 4. Определить возвратную разность и коэффициент передачи тока усилителя, выполненного по схеме рис. 28 на транзисторах типа МП40, если $R_{к1}=5$ *ком*; $R_{к2}=2$ *ком*; $R'_н=2$ *ком*; $R_c=7$ *ком*; $R_э=100$ *ом*. Режим и параметры транзисторов те же, что и в примере 1, § 18.

Решение. Эквивалентное сопротивление нагрузки второго транзистора $R_н=1$ *ком*. Соответственно, $\beta_{2д}=\beta_2=28$.

Входное сопротивление второго каскада:

$$R_{вх2} = R_{т2} + [R_э \,\|\, (R_c + R_{г1})]\,(\beta_2 + 1) =$$
$$= 1 + 0{,}1\,(28 + 1) \approx 4 \text{ ком}.$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки первого транзистора $R_н = (R_{к1} \| R_{вх2}) = 2{,}2$ *ком*; соответственно $\beta_{1д}=23$ и $R_{т1}=0{,}9$ *ком*; $R_д \approx 0{,}1$ *ком*.

Подставляя значения величин в формулу (89), находим:

$$K = \frac{7{,}1}{7{,}1 + 0{,}9}\, 23\, \frac{5}{5+4}\,(-1)\cdot 28 = -318.$$

По формуле (90):

$$\beta_c = \frac{100}{100 + 7\,000} = 0{,}0141.$$

Возвратная разность:

$$F = 1 - \beta_c K = 1 - 0{,}0141\,(-318) \approx 5{,}5.$$

Коэффициент передачи тока:

$$K_c = \frac{K}{F} = \frac{-318}{5,5} = -58.$$

При определении K и K_c мы считали выходным сигналом ток $\dot{I}_{к2}$. Если же выходным сигналом считать $\dot{I}_н$ (рис. 29), то величины K_c, β_c и K следует умножить на (—1).

Интересно сравнить полученный результат с результатом расчета схемы в примере 1 § 18. В обеих схемах элементы цепи обратной связи имели одинаковую величину. Коэффициент передачи тока у второй схемы численно получился равным коэффициенту передачи напряжения первой. Глубина обратной связи в обеих схемах также примерно одинакова.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ
УСИЛИТЕЛЬ С ГЛУБОКОЙ ООС

20. ПЕТЛЕВОЕ УСИЛЕНИЕ И СТАБИЛЬНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ УСИЛИТЕЛЯ

Исследуем, как повлияет изменение передачи усилительного элемента на передачу усилителя при наличии в схеме усилителя цепи ООС.

Если передача усилительного элемента равна K_1, а цепи ООС β_{c1}, то передача усилителя в соответствии с (5) будет равна:

$$K_{c1} = \frac{K_1}{1 + \beta_{c1} K_1}.$$

Предположим, что в результате замены транзисторов передача усилительного элемента приобретает новую величину:

$$K = K_2 = K_1 + \Delta K_1 = K_1 (1 + \delta_K), \qquad (93)$$

где $\delta_K = \Delta K_1 / K_1$ — относительное приращение передачи усилительного элемента (положительная или отрицательная величина).

При новом значении передачи K передача K_c также изменится и станет равна:

$$K_c = K_{c2} = \frac{(1 + \delta_K) K_1}{1 + \beta_{c1} (1 + \delta_K) K_1}$$

Величина β_{c1} предполагается неизменной, потому что она зависит только от пассивных элементов схемы.

Найдем относительное приращение передачи усилителя δ_{Kc}:

$$\delta_{Kc} = \frac{K_{c2} - K_{c1}}{K_{c1}}.$$

Подставляя в эту формулу значения величин K_{c1} и K_{c2}, получаем:

$$\delta_{Kc}=\frac{\delta_K}{1+(1+\delta_K)\,\beta_{c1}K_1}. \qquad (94)$$

Если в формуле (93) под ΔK_1 подразумевать максимально возможное приращение передачи K (положительное или отрицательное), то величина δ_K будет называться относительной нестабильностью передачи K.

С введением понятия об относительной нестабильности формула (94) приобретает следующий смысл: относительная нестабильность передачи усилителя при наличии ООС в $[1+(1+\delta_K)\beta_{c1}K_1]$ раз меньше, чем относительная нестабильность передачи усилительного элемента K.

При проектировании усилителя приходится решать несколько иную задачу — по известным относительным приращениям δ_{Kc} и δ_K определять номинальное петлевое усиление $\beta_{c1}K_1$. (В данном случае «номинальное» — значит соответствующее принятым при расчете параметрам β_{c1} и K_1).

Решая (94) относительно $\beta_{c1}K_1$, получаем:

$$|\beta_{c1}K_1|=\frac{\delta_K-\delta_{Kc}}{\delta_{Kc}(1+\delta_K)}. \qquad (95)$$

В качестве примера определим, при каком значении модуля петлевого усиления относительное приращение передачи усилителя будет составлять $\delta_{Kc}=+0{,}05$ (т. е. 5%) при относительном приращении передачи усилительного элемента $\delta_K=+1$.

По формуле (95), подставляя значения величин, находим:

$$|\beta_{c1}K_1|=\frac{1-0{,}05}{0{,}05\,(1+1)}=9{,}5.$$

В рассмотренном примере величина $\delta_K=1$ соответствует случаю двухкаскадного усилительного элемента и найдена следующим образом.

Для каждого подтипа транзисторов максимальное значение параметра $h_{21э}$ отличается от минимального, как правило, в 2 раза. При расчете в качестве номинального принимаем среднее геометрическое этих значений. Следовательно, для усилительного элемента с одним транзистором максимальное усиление может достигать 1,41 номинального значения $K_{ном}$. При двух каскадах ОЭ $K_{макс}=1{,}41^2K_{ном}=2K_{ном}$, чему соответствует величина $\delta_K=1$.

Формулу (95) можно применять и в том случае, если обе величины δ_K и δ_{Kc} являются отрицательными.

21. ВЛИЯНИЕ ВЫБОРА БЛОК-СХЕМЫ НА ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ

Во многих случаях основным назначением ООС в схеме транзисторного усилителя является именно уменьшение нестабильности коэффициента передачи K_c до некоторой заданной нормы при

заданной (и, как правило, — достаточно большой) нестабильности параметра $h_{21э}$ транзисторов, включенных в схему усилительного элемента.

Очевидно, наиболее экономичным будет такое схемное решение, которое при заданном усилении потребует меньшего количества транзисторов в схеме усилительного элемента. Что же выгоднее с этой точки зрения: охватывать цепью ООС отдельно каждый транзистор в схеме усилительного элемента или же несколько транзисторов сразу?

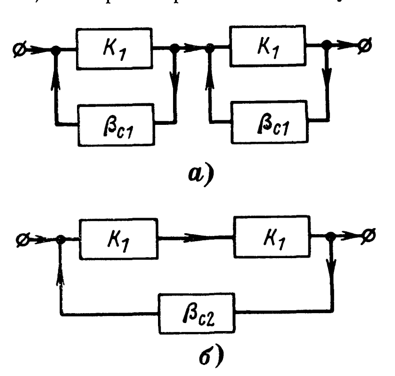


Рис. 31. Сравнение передач двух блок-схем усилителя.

Для ответа на этот вопрос рассмотрим блок-схему усилителя на рис. 31,*а*, в которой два одинаковых усилительных элемента охвачены отдельными и также одинаковыми цепями ООС.

Для этой схемы общая передача

$$K_{\text{с.общ}} = \frac{K_1 K_1}{(1 + |\beta_{\text{с}1} K_1|)^2}.$$

При нестабильности передачи каждого усилительного элемента без ООС, равной δ_K, нестабильность передачи каждого блока (усилительный элемент — цепь ОС) равна:

$$\delta_{K\text{с}} = \frac{\delta_K}{1 + (1 + \delta_K)\,|\beta_{\text{с}1} K_1|},$$

а нестабильность всего усилителя (при $\delta_{K\text{с}} \leqslant 1$)

$$\delta_{K\text{с.общ}} \approx 2\delta_{K\text{с}}.$$

Действительно,

$$(1 + \delta_{K\text{с}})^2 = 1 + 2\delta_{K\text{с}} + \delta_{K\text{с}}^2 \approx 1 + 2\delta_{K\text{с}}$$

при $\delta_{K\text{с}} \leqslant 0,2$.

Соединим эти же усилительные элементы друг с другом, как показано на рис. 31,*б*, и охватим их общей цепью ООС.

Нестабильность составного усилительного элемента

$$\delta_{K\,\text{общ}} \approx 2\delta_K.$$

Приравняем нестабильности передач схем на рис. 31,*а* и *б* при наличии ООС:

$$\frac{2\delta_K}{1 + (1 + \delta_K)\,|\beta_{\text{с}1} K_1|} = \frac{2\delta_K}{1 + (1 + 2\delta_K)\,|\beta_{\text{с}2} K_1^2|}.$$

Очевидно, для получения одинаковой нестабильности петлевое усиление второй схемы должно быть не более петлевого усиления каждого блока первой:

$$\beta_{c2}K_1^2 \leqslant \beta_{c1}K_1.$$

В то же время передача второй схемы

$$K'_{\text{с.общ}} = \frac{K_1K_1}{1 + |\beta_{c2}K_1^2|}.$$

Сравнивая эту формулу с формулой $K_{\text{с общ}}$ для схемы рис. 31,*а* и учитывая, что $\beta_{c2}K^2{}_1 \leqslant \beta_{c1}K_1$, убеждаемся, что при одинаковой нестабильности усилителей, выполненных по схемам на рис. 31,*а* и *б*, второй обеспечивает большее усиление $K_{\text{с общ}}$, а при одинаковом усилении второй обеспечивает меньшую нестабильность.

Следовательно, в усилителе с ООС двухкаскадный усилительный элемент обеспечивает лучшие параметры усилителя, чем два однокаскадных, а трехкаскадный — лучшие параметры, чем сочетание двухкаскадного и однокаскадного усилительного элемента. Но при увеличении числа каскадов, охватываемых цепью обратной связи, возрастает петлевой сдвиг фазы (изменение фазы усиливаемого напряжения при прохождении его по петле усилительный элемент — цепь ОС). В результате обратная связь на частотах, отстоящих достаточно далеко от средней частоты рабочего диапазона, переходит из отрицательной в положительную, и усилитель при большом петлевом усилении может самовозбуждаться.

Двухкаскадные усилители, рассмотренные ранее, практически устойчивы при любой глубине ОС. Поэтому схему усилителя с большим усилением и малой нестабильностью целесообразно составлять из двухкаскадных усилительных элементов, охватывая каждый такой элемент индивидуальной цепью обратной связи.

Ниже показано, что в некоторых случаях может оказаться необходимым и вполне оправданным также и применение однокаскадных усилительных элементов.

Применение трех- и четырехкаскадных усилительных элементов резко усложняет схему и расчет усилителя (вводятся специальные звенья и цепочки, которые изменяют суммарный сдвиг фазы сигнала на пути усилительный элемент — цепь ОС и тем самым предотвращают самовозбуждение усилителя).

22. БЛОКИ УСИЛИТЕЛЯ И ИХ СОГЛАСОВАННОЕ СОЕДИНЕНИЕ

Усилительный элемент, охваченный цепью ОС, будем называть блоком усилителя.

Схема усилителя с большим усилением, как правило, содержит несколько блоков. Ранее было показано, что исходя из размерности и физического смысла функции передачи следует различать четыре типа блоков.

В принципе при составлении многоблочной схемы можно соединять друг с другом любые блоки. Однако легко показать, что

не все варианты соединения блоков друг с другом одинаково равноценны.

При неудачном (неправильном) выборе типа соединяемых блоков можно получить усилитель с очень невысокой стабильностью коэффициента передачи, даже если коэффициенты передачи соединяемых блоков достаточно стабильны.

Для доказательства рассмотрим усилитель, образованный путем каскадного соединения двух блоков с глубокой ООС, как по-

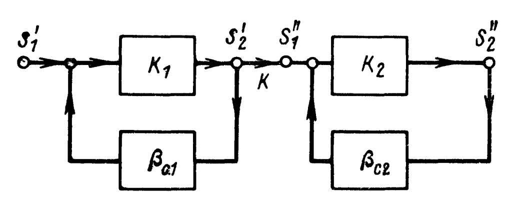


Рис. 32. К понятию о соединении блоков по принципу согласованности сигналов.

казано на рис. 32, и вычислим его коэффициент передачи. Сигналы обозначены на этом рисунке буквами S. В качестве каждого сигнала может выступать или напряжение или ток.

При вычислении результирующей передачи следует различать два случая:

а) Выходной сигнал S'_2 первого блока и входной сигнал S''_1 второго имеют неодинаковую размерность (первый представляет собой напряжение, а второй — ток, или наоборот)

б) Упомянутые сигналы S'_2 и S''_1 имеют одинаковую размерность.

В первом случае между этими сигналами существует зависимость

$$S''_1 = kS'_2, \tag{96}$$

где коэффициент k имеет размерность сопротивления или проводимости. Например, если сигналом S'_2 является ток (выходной ток первого блока), а сигналом S''_1 — напряжение (входное напряжение второго блока), то это напряжение будет равно произведению выходного тока первого блока на входное сопротивление второго (если пренебречь шунтирующим действием элементов междукаскадной связи).

Для сигналов первого блока при глубокой ООС и вещественной величине β_c справедливо соотношение

$$S'_2 = S'_1 \frac{1}{|\beta_{c1}|}, \tag{97}$$

а для сигналов второго:

$$S''_2 = S''_1 \frac{1}{|\beta_{c2}|}. \tag{98}$$

Подставляя в эту формулу значение S''_1 из (96), а затем значение S'_2 из (97), получим:

$$S''_2 = S'_1 \frac{1}{|\beta_{c1}|} k \frac{1}{|\beta_{c2}|},$$

откуда передача всего усилителя

$$\frac{S''_2}{S'_1}=\frac{1}{|\beta_{c1}|}k\frac{1}{|\beta_{c2}|}. \qquad (99)$$

Как известно, передачи β_{c1} и β_{c2} определяются параметрами элементов цепи ОС и являются стабильными величинами.

Коэффициент k представляет собой входное сопротивление или входную проводимость усилителя с последовательной или параллельной обратной связью. (Входные цепи мостовой конфигурации мы не рассматриваем.)

Однако при глубокой ООС входное сопротивление усилителя с последовательной связью и входная проводимость усилителя с параллельной связью практически прямо пропорциональны петлевому усилению $|\beta_{c2}K_2|$ и, следовательно, изменяются при любых изменениях передачи усилительного элемента K_2.

В результате нестабильность передачи рассматриваемого усилителя на участке от S'_2 до S''_1 получается такой же, как и нестабильность передачи усилительного элемента K_2.

Предположим теперь, что выходной сигнал S'_2 первого блока и входной сигнал S''_1 второго имеют одинаковую размерность.

Очевидно, коэффициент k будет в этом случае безразмерной величиной. При схемной реализации этого варианта обнаруживается, что легко получить значение k, практически равное единице. (Например, легко обеспечить, чтобы выходной ток S'_2 первого блока, имеющего связь по току, почти полностью поступал на вход второго блока, охваченного параллельной связью.)

При $k=1$ передача всего усилителя [см формулу (99)] будет равна:

$$\frac{S''_2}{S'_1}=\frac{1}{|\beta_{c1}|}\frac{1}{|\beta_{c2}|}. \qquad (100)$$

Таким образом, *для получения стабильной передачи многоблочного усилителя следует соединять блоки с таким расчетом, чтобы входной сигнал (напряжение или ток) стабильной функции передачи каждого последующего блока совпадал (по размерности) с выходным сигналом стабильной функции передачи предыдущего блока.*

Такое соединение будем называть *согласованным.*

При согласованном соединении блоков с глубокой ООС передача многоблочного усилителя может быть найдена как произведение передач отдельных блоков (т. е. как величина, обратная произведению передач цепей ОС всех соединяемых блоков).

В качестве примера рассмотрим двухблочный усилитель на рис. 33,*а*. В каждом блоке существует глубокая последовательная ООС по току, которая стабилизирует проводимость передачи блока, т. е. величину выходного тока транзистора при заданном входном напряжении. Эта проводимость

$$K_c \approx \frac{1}{R_э}$$

почти не зависит от динамического коэффициента усиления тока $\beta_д$.

При заданном входном напряжении $\dot{U}_1$ легко найти коллекторный ток $\dot{I}_{к1}$ транзистора T_1.

Аналогично можно было бы найти коллекторный ток транзистора T_2 при известном напряжении $U_{вх2}$ на входе второго блока. Но именно здесь и скрыт источник затруднений

Напряжение $U_{вх2}$ возникает в результате прохождения тока $I_{к1}$ по сопротивлению $R_{к1}$ и входному сопротивлению второго бло-

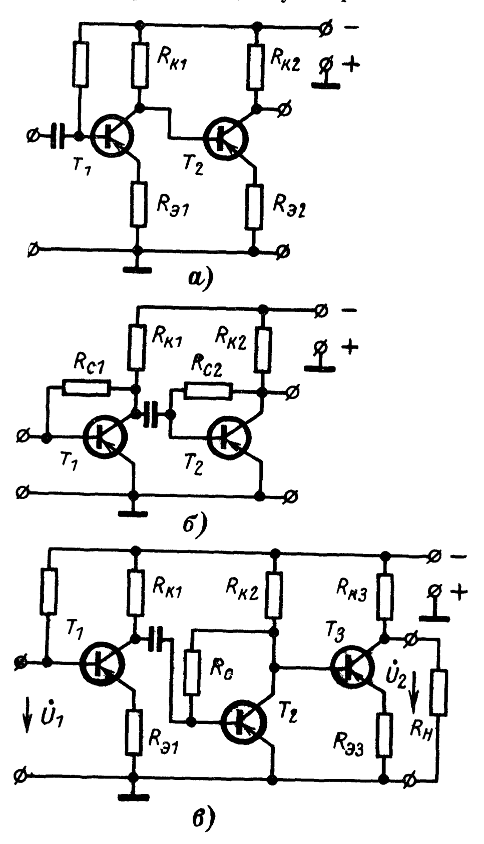


Рис 33 Примеры несогласованного (*а* и *б*) и согласованного (*в*) соединения блоков

ка $R_{вх2}$, соединенным параллельно Для увеличения напряжения $U_{вх2}$ следует выполнить условие $R_{к1} \gg R_{вх2}$ При этом

$$\dot{U}_{вх2} \approx I_{к1} R_{вх2}$$

Но величина входного сопротивления второго блока при заданном $R_{э2}$ пропорциональна коэффициенту усиления тока $\beta_{2д}$ Поэтому нестабильность коэффициента $\beta_{2д}$ приведет к такой же нестабиль-

ности входного напряжения второго блока, и следовательно к нестабильности коэффициента передачи всего усилителя

Причина нестабильности общего коэффициента передачи, очевидно, заключается в нестабильности коэффициента передачи на участке «выходной ток первого блока — входное напряжение второго блока» при $R_{к1} \gg R_{вх2}$

Положение можно исправить, выбрав $R_{к1} \ll R_{вх2}$

Действительно, в этом случае

$$\dot{U}_{вх2} \approx I_{к1} R_{к1}$$

и практически не зависит от параметров первого и второго транзистора Но переход от соотношения $R_{к1} \gg R_{вх2}$ к соотношению $R_{к1} \ll R_{вх2}$ при неизменном $R_{вх2}$ означает, что эквивалентное сопротивление нагрузки каскада уменьшается примерно на порядок Во столько же раз уменьшается и коэффициент передачи всего усилителя Итак, стабильность коэффициента передачи многоблочного усилителя в данном случае достигается ценой значительной потери усиления

Рассуждая подобным образом, можно показать, что усилитель, составленный из блоков с параллельной связью по напряжению (рис 33,*б*), также будет иметь нестабильный коэффициент передачи даже при глубокой ООС внутри каждого блока

Зато хорошие результаты будут получены, если прибегнуть к чередованию блоков с последовательной связью по току и блоков с параллельной связью по напряжению как показано на рис 37,*в* Действительно, первый блок обеспечивает стабильность передачи вида «входное напряжение — выходной ток» Выбрав сопротивление $R_{к1}$ достаточно большим по сравнению со входным сопротивлением второго блока, можно считать что выходной ток первого блока практически полностью поступает на вход второго (Выполнение условия $R_{к1} \gg R_{вх2}$ облегчается тем обстоятельством, что второй блок охвачен параллельной связью, которая уменьшает его входное сопротивление по сравнению со входным сопротивлением усилительного элемента, т е транзистора T_2)

Итак, можно считать, что входной ток второго блока равен выходному току первого Но второй блок обеспечивает высокую стабильность передачи вида «входной ток — выходное напряжение» При этом сопротивление передачи блока практически не зависит от эквивалентного сопротивления нагрузки, если ООС достаточно глубока А увеличение сопротивления нагрузки (т е величин $R_{к2}$ и $R_{вх\,3}$) увеличивает глубину обратной связи Итак, при известном входном токе второго блока можно считать известным выходное напряжение этого блока Но оно же одновременно является и входным напряжением третьего блока А третий блок в свою очередь обеспечивает высокую стабильность коэффициента передачи вида «входное напряжение — выходной ток»

Выходное напряжение усилителя найдем, умножив входное на произведение передач блоков

$$U_2 \approx \dot{U}_1 \frac{1}{R_{э1}} R_с \frac{1}{R_{э3}} R_н (-1),$$

откуда

$$K \approx \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{R_с R_н}{R_{э1} R_{э3}}.$$

Вообще для четырех подробно рассмотренных в гл. 2 блоков справедливо следующее правило: соединение блоков будет согласованным, если соединять друг с другом однотипные двухкаскадные блоки или разнотипные однокаскадные. Однокаскадные блоки служат также для согласованного перехода от двухкаскадного блока одного типа к двухкаскадному блоку другого типа.

ОГЛАВЛЕНИЕ

П. А. Попов



ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ в ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

K

β_c